

# **Entwurf eines piezoelektrisch aktuierten Werkzeuges mit berührungsloser Energieübertragung zum schwingungsüberlagerten Fräsen**

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

**Doktoringenieur  
(Dr.-Ing.)**

vorgelegt der  
Fakultät für Maschinenbau der  
Technischen Universität Ilmenau

von Herrn

**M. Sc. Martin Silge**

geboren am 01.08.1989 in Jena/Deutschland

Tag der Einreichung: 21.01.2019

Tag der öffentlichen Aussprache: 17.09.2019

Gutachter: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Sattel,  
Technische Universität Ilmenau  
Prof. Dr.-Ing. Jürgen Maas,  
Technische Universität Berlin  
Prof. Dr.-Ing. Roland Kasper,  
Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg



---

## Kurzfassung

---

Diese Arbeit beschäftigt sich mit dem Entwurf eines Werkzeuges zur schwingungsüberlagerten Fräsbearbeitung. Der Bewegung des Fräasers beim klassischen Fräsen soll dabei eine axiale Schwingung überlagert werden. Mittels dieser zusätzlichen Bewegung kann die Oberfläche des Werkstücks während des Fräsens strukturiert werden. Um eine große Vielfalt an Oberflächenstrukturen zu ermöglichen, wird der Betrieb in einem Frequenzbereich angestrebt, der eine ganze Dekade umfasst.

Die Bewegung wird von einem piezoelektrischen Aktor angeregt, welcher in das Werkzeug integriert ist. Die Energie, die zur Erzeugung der Schwingung benötigt wird, wird berührungslos über einen speziell entworfenen induktiven Übertrager auf das rotierende Werkzeug transferiert. Da auf der Empfängerseite kein Bauraum zur Integration leistungselektronischer Bauteile bzw. Schaltungen zur Verfügung steht, besteht auch bei der Energieübertragung die Notwendigkeit den Betrieb frequenzvariabel zu gestalten. Es wird ein Entwurfskonzept für den Energieübertrager vorgestellt und mit experimentellen Versuchen validiert. Weiterhin wird der Entwurf eines geeigneten mechanischen Aufbaus sowie der Ansteuerelektronik vorgestellt. Es wird außerdem ein mathematisches Modell hergeleitet, welches das Verhalten des gesamten elektro-magneto-mechanischen Systems beschreibt. Die Validierung dieses Modells erfolgt erneut ex-

perimentell, sowohl durch Messung von Frequenzgängen als auch durch Messung der Zeitverläufe verschiedener relevanter Größen.

Daran anschließend werden die Ergebnisse erster schwingungsüberlagerter Fräsversuche vorgestellt. Als Ausblick wird schlussendlich noch ein Konzept vorgestellt, das die Erzeugung nahezu beliebiger Hubverläufe zulässt. Es wird der Ansatz der inversen Vorsteuerung gewählt. Auch dieses Konzept wird experimentell validiert, wobei hier keine Fräsversuche durchgeführt wurden. Der Vergleich zwischen Messung und Simulation erfolgt ausschließlich im mechanischen Leerlauffall.



---

## Abstract

---

This work presents the design of a tool for vibration assisted milling. The superimposed axial vibration enables the manufacturing structured surfaces during the milling process. In order to achieve a wide variety of possible surface structures the tool is supposed to operate at a wide frequency band spanning over one order of magnitude.

The vibration is excited by a piezoelectric actuator which is integrated into the tool. The energy needed for the vibration excitation is transferred contactlessly by a specially designed transformer having an air gap that allows for relative motion between the stationary electronic drive and the rotating milling tool. Since no space is available inside the tool for the integration of additional electronic circuits the energy transfer must also be designed to work for a wide frequency range. A design concept for such a transformer is presented and validated experimentally. Furthermore, the design of the mechanical structure is described as well as the electronic drive circuit powering the transformer's primary part. Additionally, a mathematical model is derived which enables a simulation of the electro-magneto-mechanical behaviour of the overall system. The model is again validated using experimental data, both in frequency domain and time domain.

In the final part results from the first milling experiments were shown. Some sample parts have been manufactured using superimposed vibrations with different frequencies.

As an outlook, a control concept is proposed which allows for nearly arbitrary cutting profiles. The concept is based on the inverse feed forward technique. Again, experiments have been carried out to show the viability of this control concept. For this case only measurements without a mechanical load have been done.

---

# Inhaltsverzeichnis

---

<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>ix</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation . . . . .	1
1.2 Ziel der Arbeit . . . . .	2
1.3 Stand der Technik und Forschung . . . . .	3
1.3.1 Schwingungsüberlagertes Fräsen . . . . .	3
1.3.2 Berührungslose Energieübertragung . . . . .	6
1.3.3 Transformatorentwurf . . . . .	9
1.4 Darstellung der offenen Fragen . . . . .	10
<b>2 Entwurfsprozess</b>	<b>12</b>
2.1 Aktorauswahl . . . . .	15
2.1.1 Auswahl des Energiewandlertyps . . . . .	15
2.1.2 Auswahl eines piezoelektrischen Wandlers . . . . .	16
2.2 Mechanikentwurf . . . . .	18
2.2.1 Entwurf der Gelenkstruktur . . . . .	19
2.2.2 Entwurf der anderen mechanischen Komponenten . . . . .	27
2.3 CET-Entwurf . . . . .	32
2.3.1 Wahl einer geeigneten Bauform . . . . .	32
2.3.2 Auswahl geeigneter Materialien . . . . .	33
2.3.3 Entwurfskonzept . . . . .	34
2.3.4 Mathematische Modellierung des Übertragers . . . . .	35
2.3.5 Parametervariation . . . . .	46
2.3.6 Modellvalidierung . . . . .	50

2.4	Elektronikentwurf . . . . .	52
<b>3</b>	<b>Modellierung des Gesamtsystems</b>	<b>58</b>
3.1	Modellbildung . . . . .	59
3.1.1	Elektrischer Primärkreis mit Ansteuerelektronik . . . . .	59
3.1.2	Elektrischer Sekundärkreis . . . . .	59
3.1.3	Magnetkreis . . . . .	61
3.1.4	Mechanisches Subsystem . . . . .	61
3.1.5	Gesamtmodell . . . . .	62
3.2	Analyse im Frequenzbereich . . . . .	64
3.3	Analyse im Zeitbereich . . . . .	68
3.4	Vergleich zwischen Berechnung und Messung . . . . .	70
<b>4</b>	<b>Anwendung im schwingungsüberlagerten Fräsen</b>	<b>73</b>
4.1	Fräsversuche mit überlagerter Schwingung . . . . .	73
4.2	Beliebige Bewegungsprofile der überlagerten Schwingung . . . . .	79
4.2.1	Ansatz . . . . .	79
4.2.2	Simulation unter nahezu idealen Bedingungen . . . . .	81
4.2.3	Parameterunsicherheiten . . . . .	84
4.2.4	Übertragbarkeit auf eine schaltende Leistungselektronik . . . . .	87
4.2.5	Experimentelle Konzeptvalidierung . . . . .	87
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>90</b>
5.1	Zusammenfassung . . . . .	90
5.2	Eigene wissenschaftliche Beiträge . . . . .	91
5.3	Ausblick . . . . .	91
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>93</b>
<b>A</b>	<b>Diverse Berechnungen für die Modellbildung</b>	<b>98</b>
A.1	Biegelinie einer Kreisringplatte . . . . .	98
A.2	Effektive Trägheit eines quasistatisch verformten Körpers . . . . .	100
A.3	Zugspannung in einem rotierenden Ring . . . . .	101
A.4	Flussverteilung im Spulenfenster . . . . .	103
A.5	Elektromechanische Ersatzschaltbilder für piezoelektrische Aktoren . . . . .	106
A.6	Berechnung der elektrischen Eigenfrequenz . . . . .	109
<b>B</b>	<b>Zusätzliche Informationen zum entwickelten Leistungsstellglied</b>	<b>114</b>
<b>C</b>	<b>Experimentelle Untersuchung des Systems</b>	<b>116</b>
C.1	Piezoaktor . . . . .	116
C.2	Berührungslose Energieübertragung . . . . .	118
<b>D</b>	<b>Alternative Aktorprinzipien</b>	<b>121</b>

---

<b>E</b>	<b>Regelung der Sekundärspannungsamplitude</b>	<b>123</b>
<b>F</b>	<b>Datenblatt des Piezoaktors</b>	<b>125</b>



---

## Symbolverzeichnis

---

Symbol	Einheit	Bedeutung
$B$	T	Magnetische Flussdichte
$B_{\max}$	T	Maximale magnetische Flussdichte
$b_{\text{Cu},1}, b_{\text{Cu},2}$	m	Primär- und sekundärseitige Spulenfensterbreite
$C_{\text{L}}, C_{\text{B}}$	F	Leerlauf- und Blockierkapazität des Aktors
$C_{\text{P}}$	F	Kapazität des piezoelektr. Aktors, allgemein
$C_{\text{Z}}$	F	Zwischenkreiskapazität
$d_{\text{P}}$	$\text{N s m}^{-1}$	Aktordämpfung
$d_{\text{L}}$	$\text{N s m}^{-1}$	Lastdämpfung
$E$	$\text{N m}^{-2}$	E-Modul
$f = f_{\min} \dots f_{\max}$	Hz	Frequenz und Frequenzbereich
$f_0$	Hz	Eigenfrequenz
$F$	N	Kraft
$F_{\text{B}}$	N	Blockierkraft
$F_{\text{L}}$	N	Lastkraft
$h$	m	Höhe
$h_{\text{P}}$	m	Höhe des piezoelektrischen Aktors
$h_{\text{Cu}}$	m	Spulenfensterhöhe
$i$	A	Elektrischer Strom
$i_1, i_2$	A	Primär- und Sekundärstrom
$J_{\max}$	$\text{A m}^{-2}$	Maximale elektrische Stromdichte

Symbol	Einheit	Bedeutung
$k$	$\text{N m}^{-1}$	Steifigkeit
$k_P$	$\text{N m}^{-1}$	Steifigkeit des piezoelektrischen Aktors
$k_L$	$\text{N m}^{-1}$	Laststeifigkeit
$k_g$	$\text{N m}^{-1}$	Gelenksteifigkeit
$k_{\text{Cu}}$		Kupferfüllfaktor
$l$	m	Länge
$L_1, L_2$	H	Primär- und sekundärseitige Selbstinduktivität
$L_h$	H	Hauptinduktivität
$L_{\sigma,1}, L_{\sigma,2}$	H	Primär- und sekundärseitige Streuinduktivität
$L_{m,\text{Fe}1}, L_{m,\text{Fe}2}$	$\text{A V}^{-1}$	Primär- und sekundärseitige magn. Induktivitäten
$m$	kg	Masse
$m_P$	kg	Aktormasse
$m_L$	kg	Lastmasse
$N$	$\text{N m}$	Plattensteifigkeit
$N_1, N_2$		Primär- und sekundärseitige Windungszahl
$n_S$	$\text{s}^{-1}$	Spindeldrehzahl (genauer Spindeldrehfrequenz)
$q$	$\text{A s}$	Elektrische Ladung
$r_{i,1}, r_{i,2}$	m	Innenradius des Primär- und Sekundärkreises
$r_{a,1}, r_{a,2}$	m	Außenradius des Primär- und Sekundärkreises
$r_{\text{Fe},1}$	m	Außenradius der Sekundärspule
$r_{\text{Fe},2}$	m	Innenradius der Primärspule
$r_P$	m	Radius des piezoelektrischen Aktors
$R_1, R_2$	$\Omega$	Primär- und Sekundärwiderstand
$R_{\text{Fe}}$	$\Omega$	Wirbelstromwiderstand
$R_{m,\text{Fe}1}, R_{m,\text{Fe}2}$	$\text{A V}^{-1} \text{s}^{-1}$	Primär- und sekundärseitige magn. Widerstände
$R_{m,\delta}$	$\text{A V}^{-1} \text{s}^{-1}$	Magn. Luftspaltwiderstand
$R_{m,\sigma}$	$\text{A V}^{-1} \text{s}^{-1}$	Magn. Streuspaltwiderstand
$R_i, R_a$	m	Innen- und Außenradius der Gelenkstruktur
$R_e$	$\text{N m}^{-2}$	Zuggrenze
$T_B$	$\text{N m}^{-2}$	Mechanische Blockierspannung
$t_{\text{Fe}}$	m	Blechdicke der geblechten Eisenkerne
$t$	s	Zeit
$t_E$	s	Dauer der Einschaltphase (Einschaltzeit)
$t_F$	s	Dauer der Freilaufphase
$t_A$	s	Dauer der Aussetzphase



Symbol	Einheit	Bedeutung
$T$	s	Periodendauer
$u$	V	Elektrische Spannung
$u_1, u_2$	V	Primär- und Sekundärspannung
$u_{P,\max}$	V	Zulässige elektrische Spannung des Aktors
$u_B$	V	Betriebsspannung
$u_V$	V	Versorgungsspannung
$w$	m	Biegelinie
$x$	m	Verschiebung, Weg
$x_L$	m	Leerlaufhub
$Z_L$	$\Omega$	Lastimpedanz
$Z_m$	$A\,V^{-1}\,s^{-1}$	Magnetische Impedanz
$\alpha$	$N\,m^{-1}$	Elektromechanischer Kopplungsfaktor
$\gamma = N_2/N_1$		Übersetzungsverhältnis
$\delta$	m	Luftspalt
$\varepsilon$		Dehnung
$\varepsilon_L$		Leerlaufdehnung
$\theta_1, \theta_2$	A	Primär- und sekundärseitige Durchflutung
$\mu_0$	$V\,s\,A^{-1}\,m^{-1}$	Magnetische Feldkonstante
$\mu_r$		Relative Permeabilität
$\nu$		Querkontraktionszahl
$\rho$	$kg\,m^{-3}$	Dichte
$\rho$	$\Omega\,m$	Spezifischer elektrischer Widerstand
$\sigma$		Streufaktor
$\phi_1, \phi_2$	V s	Primär- und sekundärseitiger magnetischer Fluss
$\phi_{\sigma,1}, \phi_{\sigma,2}$	V s	Primär- und sekundärseitiger Streufluss
$\psi_1, \psi_2$	V s	Verketteter magn. Primär- und Sekundärfluss
$\omega$	$s^{-1}$	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz



# KAPITEL 1

---

## Einführung

---

### 1.1 Motivation

Schwingungsüberlagerte Materialbearbeitung, bestehend aus Bohren, Drehen, Fräsen, Schleifen etc., wird bereits seit über 50 Jahren wissenschaftlich und technisch untersucht. Ziel ist in der Regel eine Verbesserung des Fertigungsprozesses. Die Möglichkeiten, die sich aus der Fräsbearbeitung mit einer überlagerten Schwingung ergeben, sind vielfältig. Je nach Schwingungsrichtung, Amplitude und Frequenz können verschiedene Ziele erreicht werden, darunter Oberflächenstrukturierung, -glättung oder -verdichtung, sowie eine verbesserte Spanbildung, erhöhte Werkzeugstandzeit und Fertigungsproduktivität oder verringerte Schnittkräfte [BD08, KKKV14, KK16, PM13]. Darüber hinaus können dank der überlagerten Schwingung sprödharte Materialien spanend bearbeitet werden, die mit den gängigen Verfahren als nicht oder schwer bearbeitbar gelten. Verschiedene Ansätze wurden bereits wissenschaftlich untersucht, vor allem im Bereich der Schwingungsüberlagerung im Ultraschallbereich. Hier gibt es bereits kommerziell verfügbare Produkte. Anders ist dies im Bereich der Oberflächenstrukturierung durch

überlagerte Schwingungen beim Fräsen. Diese Form der Oberflächenvergütung ist bislang wenig untersucht. Mikrostrukturierte Oberflächen können tribologisch vorteilhaft sein [GSB<sup>+</sup>16]. Verglichen mit den konventionellen Nachbearbeitungsverfahren zur Erzeugung strukturierter Oberflächen, wie bspw. Läppen, Honen u. a., können durch die Prozessintegration erhebliche Kosten eingespart werden.

## 1.2 Ziel der Arbeit

Die Arbeit beschreibt den Entwurfsprozess eines piezoelektrisch aktuierten Fräswerkzeuges zur schwingungsüberlagerten Oberflächenbearbeitung. Wie in Abb. 1.1 dargestellt, soll die Schwingung in Richtung der Drehachse angeregt werden. Der Fokus der Arbeit liegt im Entwurf der berührungslosen Energieübertragung. Um die Anwendbarkeit im Bereich des Fräsens möglichst vielseitig zu gestalten, wird ein großer Frequenzbereich der Ansteuerung gewünscht. Somit ist es möglich eine Vielzahl an Bewegungsprofilen des Fräasers zu erzielen und dementsprechend eine nahezu beliebige Oberflächenstruktur zu erzeugen. Außerdem macht es die Frequenzvariabilität möglich, die Schwingung auf Parameter wie Vorschubgeschwindigkeit, Spindeldrehzahl oder Fräsergeometrie anzupassen.

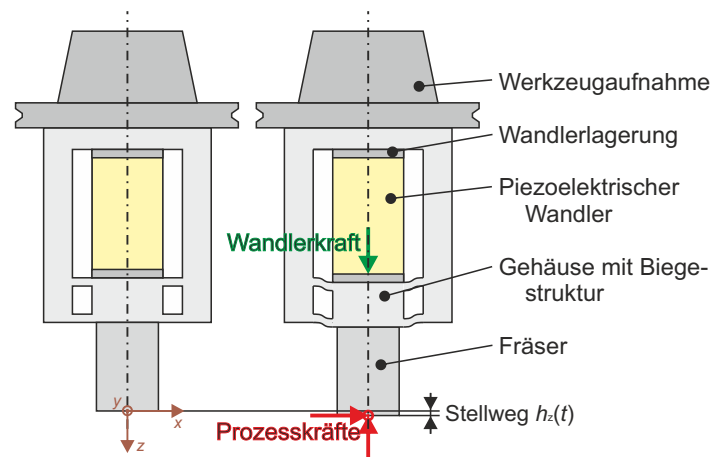


Abb. 1.1: Funktionsprinzip der Aktorik

## 1.3 Stand der Technik und Forschung

### 1.3.1 Schwingungsüberlagertes Fräsen

Die Schwingung, die der Fräsbearbeitung überlagert wird, soll eine kleine Amplitude haben, da die Oberfläche nur mikrostrukturiert werden soll. Die Maßhaltigkeit der makroskopischen Kontur soll dabei nicht beeinträchtigt werden. Dazu muss die Aktorik, die diese Schwingung erzeugt, sehr steif sein, da sie direkt in den Kraftfluss integriert ist. Wenn die Aktorsteifigkeit deutlich größer ist als die Steifigkeit des Werkstücks im Eingriff, kann weiterhin Rückwirkungsfreiheit angenommen werden, d. h. dass die Schwingungsamplitude weitgehend unabhängig von zerspantem Material, Schnitttiefe oder ähnlichen Prozessparametern ist. Für die Erzeugung solcher Schwingungen mit großer Stellkraft auf kleinem Weg werden üblicherweise piezoelektrische Aktoren eingesetzt. Diese werden je nach Einsatzfall entweder resonant oder nicht-resonant betrieben. Der resonante Betrieb schränkt die Ansteuerfrequenz auf die Eigenfrequenz des Aktors ein. Vorteilhaft ist, dass weniger elektrische Spannung notwendig ist zur Erzeugung eines bestimmten Hubs als im nicht-resonanten Betrieb, da die Blindleistung minimal wird. Nicht-resonanter Betrieb bezeichnet den Betrieb unterhalb der ersten Eigenfrequenz des Aktors. Der resonante Betrieb wird bspw. dann angewendet, wenn der Fokus nur auf Schnittkraftreduktion, Verringerung des Werkzeugverschleißes oder Verbesserung des Spanbruchs liegt [KK16]. Im Bereich der Oberflächenstrukturierung wird eine nahezu beliebige Auslenkung der Schneide benötigt, wodurch der nicht-resonante Betrieb notwendig ist.

Neben der Aktoransteuerung können die bereits verfolgten Ansätze zum Beispiel anhand des Freiheitsgrades und der Schwingungsrichtung unterschieden werden. So gibt es eindimensionale Ansteuerkonzepte, bei denen die Schneide auf einer Geraden vor und zurück bewegt wird oder zweidimensionale Konzepte, bei denen die Schneide eine elliptische Bahn verfolgt. Im Falle der einachsigen bzw. eindimensionalen Schwingungsanregung sind verschiedene Schwingungsrichtungen, wie in Abb. 1.2 gezeigt, denkbar. In den meisten Veröffentlichungen wird die Schwingung normal zur Schnittebene, also axial, angeregt. Dieser Ansatz führt zu einem verbesserten Spanbruch und einer strukturierten Oberfläche. Alternativ kann die Schwingung auch in der Schnittebene ausgeführt werden. Es besteht die Möglichkeit einer translatorischen Schwingung in Richtung des Vorschubs oder quer zu dieser sowie einer rotatorischen Schwingung. Alle

Ansätze mit einer Schwingung in der Schnittebene führen zu zeitlich veränderlichen Schnittgeschwindigkeiten.

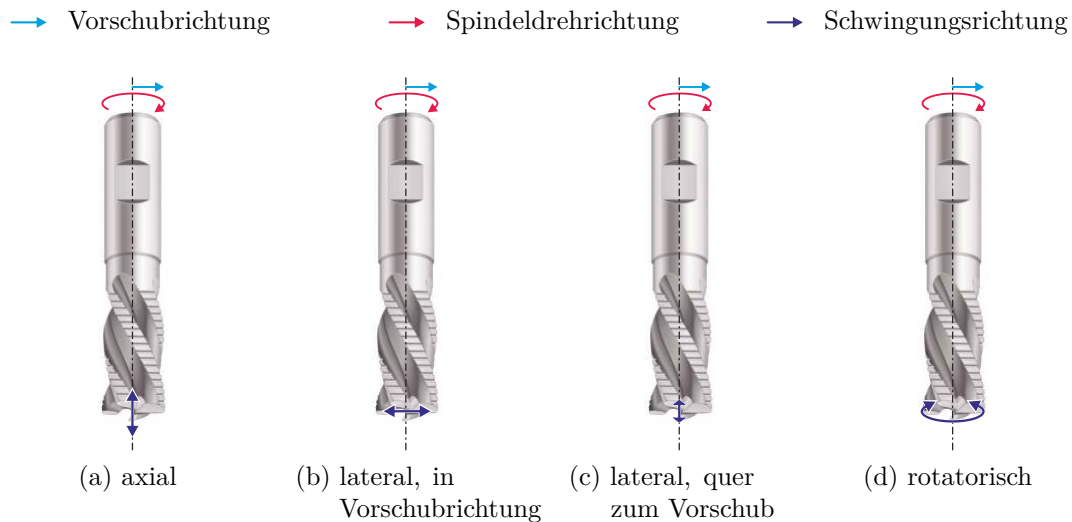


Abb. 1.2: Schwingungsrichtungen beim schwingungsüberlagerten Fräsen

Generell kann bei der Strukturierung hinsichtlich der Bewegungserzeugung in drei verschiedene Gruppen unterteilt werden.

1. *oszillierendes Werkzeug, rotierendes Werkstück:*

Dieses Konzept entspricht dem Fertigungsprozess Drehen. Da bei diesem Konzept das schwingende Werkzeug nicht rotiert, kann auf eine aufwändige Energieübertragung verzichtet werden.

2. *rotierendes Werkzeug, oszillierendes Werkstück:*

Durch die räumliche Trennung der beiden Bewegungen muss die Energie zur Schwingungserzeugung nicht auf ein rotierendes Teil übertragen werden. Der Entwurfsaufwand sinkt dadurch erheblich. Für den industriellen Einsatz ist dieser Ansatz schwierig umsetzbar, da die Aktorik auf nahezu beliebige Bauteile angepasst werden müsste.

3. *rotierendes und oszillierendes Werkzeug, Werkstück fixiert:*

Dieses Konzept zum schwingungsüberlagerten Fräsen ist für beliebige Bauteile anwendbar. Der Entwurf muss eine Form der Energieübertragung auf das rotierende Teil vorsehen.

Fast alle Prototypen zur Untersuchung des Einflusses der Schwingungsüberlagerung auf die Bauteiloberflächen sind Versuchsaufbauten für die Drehbearbeitung [OC09, SMSDJ16, ZZH<sup>+</sup>17, BD06]. Im Bereich des nicht-resonanten schwingungsüberlagerten Fräsens sind nur zwei Prototypen bekannt. Chen et al. [CZHC18] entwickelten einen zweidimensional schwingenden Aktor zur Schwingungsanregung am Werkstück. Das Werkstück führt dabei eine Schwingung auf einer elliptischen Bahn in axialer Richtung und in Vorschubrichtung mit einer Frequenz von 0...3400 Hz und einer Amplitude von maximal 2.5  $\mu\text{m}$  aus. Köhler et al. [KS15] entwickelten einen eindimensional schwingenden Aktor zur Schwingungsanregung im Werkzeug. Das Werkzeug schwingt dabei in axialer Richtung mit einer Frequenz von 0...4000 Hz und einer Amplitude von maximal 28  $\mu\text{m}$ . Mit dem piezoelektrisch aktuierten Werkzeug, welches in Abb. 1.3 dargestellt ist, ist die Erzeugung nahezu beliebiger Oberflächenstrukturen möglich. Um dies zu ermöglichen werden speziell geformte Schneidplatten eingesetzt. Dieses Konzept nutzt Schleifringe, um die Energie zur Schwingungserzeugung auf das rotierende Werkzeug zu übertragen. Durch die Schleifringe ist die maximale Drehzahl begrenzt, da hohe Drehzahlen zu einer starken Erwärmung infolge des Reibkontaktes und damit zur Zerstörung der Kontaktpaarung führen.

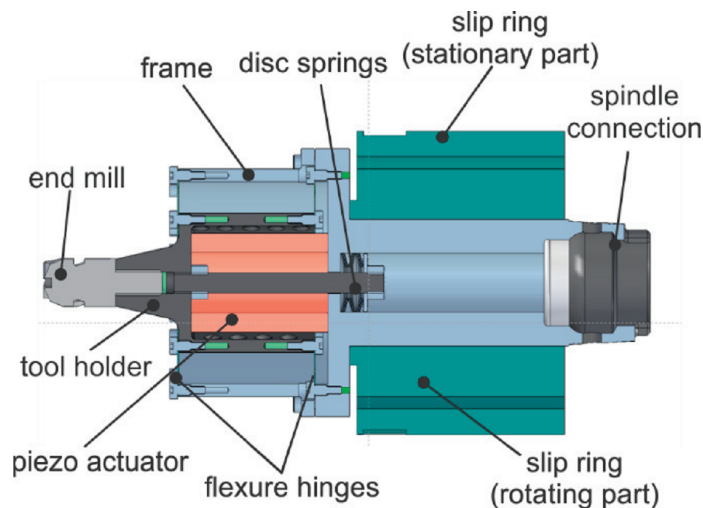


Abb. 1.3: Schnittansicht des von Köhler et al. entwickelten aktuierten Fräswerkzeuges mit axialer Schwingungsüberlagerung [KS15]

### 1.3.2 Berührungslose Energieübertragung

Alle zuvor vorgestellten Prototypen zur schwingungsüberlagerten Materialbearbeitung werden kabelgebunden bzw. über Schleifkontakte mit elektrischer Energie versorgt. Für derzeit übliche Spindeldrehzahlen bis  $20000 \text{ U min}^{-1}$  kommen solche Lösungen allerdings nicht mehr in Frage, da Schleifkontakte bei großen Relativgeschwindigkeiten zur Überhitzung infolge von Reibung neigen. Hier kann mit berührungsloser Energieübertragung Abhilfe geschaffen werden. In diesem Forschungsbereich ist derzeit ein großer Aufschwung zu erleben, da durch die Elektrifizierung der Fahrzeuge ein erheblicher Bedarf an neuen, effizienten und kompakten Energieübertragern im Bereich großer Leistungen entstanden ist. Im niedrigeren Leistungsbereich wird aufgrund der mobilen elektronischen Endgeräte wie Smartphones, Smartwatches oder Tablet-PCs im Hinblick auf kabelfreies Laden geforscht. Beiden Forschungsrichtungen ist gemein, dass der Fokus auf Effizienz und Positioniergenauigkeit zwischen Sender- und Empfängerseite liegt [NEK<sup>+</sup>10, Lin13]. Lageabweichung ist im hier vorliegenden Fall nicht zu erwarten, sodass dieser Gesichtspunkt nicht berücksichtigt wird. Die hohe Effizienz wird bei den existierenden Systemen dadurch realisiert, dass die Übertragung auf eine Frequenz beschränkt wird. Dadurch wird es möglich resonant anzusteuern. Dazu wird auf der Primärseite und/oder der Sekundärseite eine Kapazität in Reihe oder parallel angeschlossen [KM12, Auv15, S.58], die zusammen mit der Induktivität der jeweiligen Spulen eine Eigenfrequenz des Systems etabliert.

Neben der induktiven Energieübertragung, für die eine beispielhafte Konfiguration in Abb. 1.4a gezeigt ist, existieren noch andere Ansätze. So kann Energie auch auf kapazitiver Basis übertragen werden. Dazu bilden Primär- und Sekundärseite jeweils eine Kondensatorplatte. Damit dieses Konzept für hohe Leistungen anwendbar wird, muss allerdings entweder der Plattenabstand sehr klein oder die Plattenfläche sehr groß werden. Beide Varianten sind für das vorliegende System nicht zielführend. Der Abstand soll mindestens so groß sein, dass kleine Lageabweichungen bei der Montage an der Maschine keinen signifikanten Einfluss gewinnen. Eine große Plattenfläche könnte, wie in Abb. 1.4b gezeigt, durch Verzahnung vieler dünner Scheiben erreicht werden. Damit die Rotation weiterhin möglich ist und das Werkzeug in die Werkzeugaufnahme eingesetzt werden kann, bleibt nur die eine Anordnung, die in der Abbildung 1.4b dargestellt ist, welche jedoch sehr geringe Stabilität bei hohen Drehzahlen aufweist. Weitere Konzepte zur berührungslosen Energieübertragung nutzen beispielsweise die Energie des



Lichtes oder anderer elektromagnetischer Wellen oder akustische Energie, jedoch ist die übertragbare Leistung deutlich zu gering für die vorliegende Anwendung [KM12].

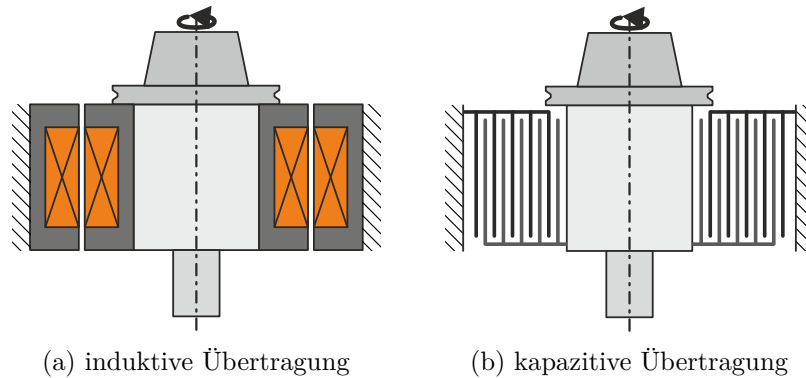
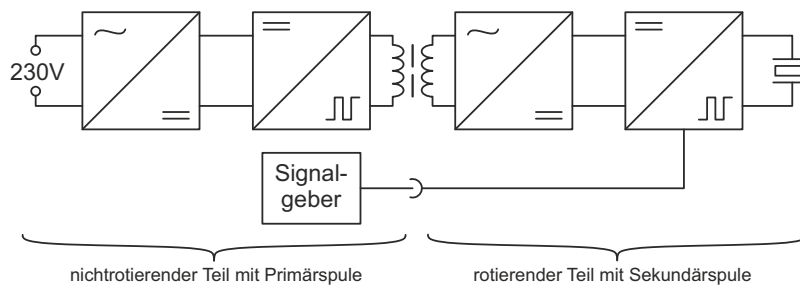


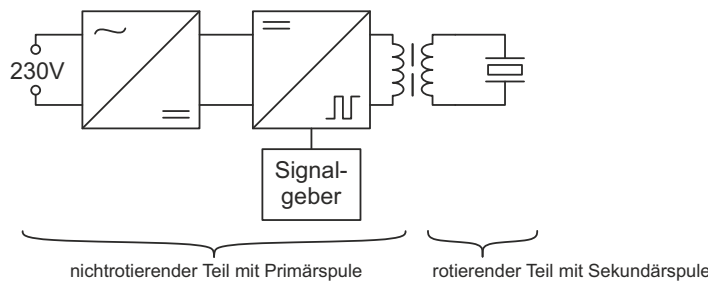
Abb. 1.4: Skizzen verschiedener Konzepte zur berührungslosen Energieübertragung

Ein mögliches Konzept zum Entwurf der berührungslosen Energieübertragung für das schwingungsüberlagerte Fräsen ist in Abb. 1.5a dargestellt. Dazu wird eine Gleichspannung, beispielsweise die gleichgerichtete Netzspannung, durch ein Leistungsstellglied in eine Wechselspannung umgewandelt, deren Frequenz so eingestellt wird, dass sie der Eigenfrequenz des Systems entspricht. Sekundärseitig wird die Wechselspannung erneut gleichgerichtet. Die Spannung am Aktor wird anschließend von einem weiteren Leistungsstellglied entsprechend eines berührungslos eingekoppelten Ansteuersignals eingestellt. Der Vorteil dieses Konzeptes liegt in der hohen Effizienz der Energieübertragung, da Signal und Energie voneinander getrennt übertragen werden. Der Nachteil des Konzeptes besteht darin, dass sekundärseitig ein weiteres Leistungsstellglied benötigt wird. Aufgrund von Bauraumknappheit ist dies unter Umständen nicht realisierbar.

Wenn sekundärseitig kein Bauraum zur Integration eines Leistungsstellgliedes verfügbar ist, muss die Energie für den Aktor, wie in Abb. 1.5b gezeigt, in Form bereits geformter Strom- und Spannungsprofile übertragen werden. In diesem Fall muss die Übertragung breitbandig erfolgen können. Dementsprechend kann der Ansatz mit hinzugeschalteten Kapazitäten zur Effizienzsteigerung nicht mehr angewandt werden. Es sollte in diesem Fall allerdings für eine hohe Kopplung zwischen Primär- und Sekundärkreis gesorgt werden. Für eine Kopplung  $k > 0.8$  ist der positive Einfluss hinsichtlich der Energieeffizienz bereits vernachlässigbar [TC14, S. 14].



(a) Konzept A - getrennte Energie- und Signalübertragung



(b) Konzept B - gemeinsame Energie- und Signalübertragung

Abb. 1.5: Funktionsprinzipien der berührungslosen Energieübertragung

In der wissenschaftlichen Literatur sind nach Kenntnisstand des Autors auch abseits der spannenden Bearbeitung bisher nur resonant betriebene Systeme zur berührungslosen Energieübertragung bekannt. Goenaga et al. [GFBK13] entwickelten einen induktiven Übertrager mit einer Nennblindleistung von 1.7 kVar, der mit seriell verbundenen Kapazitäten resonant auf eine Frequenz von 500 Hz abgestimmt wurde. Nagatsuka et al. [NEK<sup>+</sup>10] stellen einen Übertrager für den selben Leistungsbereich vor, bei dem allerdings der Luftspalt mit etwa 70 mm deutlich größer ist als in der hier vorliegenden Anwendung. Ebenso entwickelten Moradewicz et al. [MK09] einen Übertrager für Luftspalte bis 30 mm bei einer übertragbaren Leistung bis 3 kW. Esser et al. [ES91] beschreiben ein System zur Übertragung von einer Leistung bis zu 20 kVA, allerdings nutzen sie einen deutlich geringeren Luftspalt von 0.1 mm, wodurch Streuung einen bedeutend geringeren Einfluss spielt. Für die Anwendung im ultraschallunterstützten Schleifen wird von Zhu et al. [ZLLL16] ein Übertrager vorgestellt, der mit parallel angeordneten Kapazitäten auf eine Frequenz von 30 kHz abgestimmt wurde. Allen genannten Systemen ist gemein, dass die Übertragung der Leistung auf eine festgelegte Frequenz beschränkt ist.

### 1.3.3 Transformatorentwurf

Die induktive berührungslose Energieübertragung entspricht im Prinzip einem Transformator, bei dem Primär- und Sekundärseite durch einen Luftspalt voneinander getrennt sind um eine Relativbewegung zu ermöglichen. Das Verhalten realer Transformatoren wird üblicherweise über das T-Ersatzschaltbild beschrieben, welches in Abb. 1.6 in zwei verschiedenen Darstellungsformen abgebildet ist.

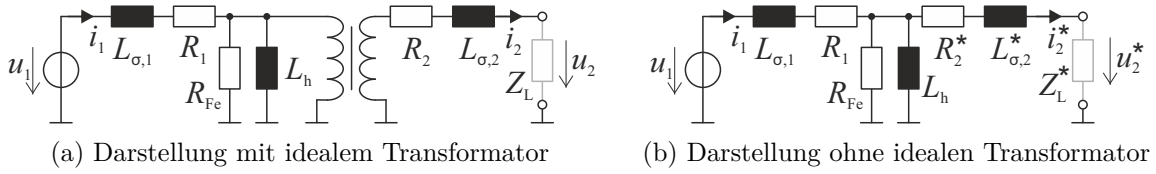


Abb. 1.6: T-Ersatzschaltbild für reale Transformatoren

Vorteil dieses Ersatzschaltbildes ist der niedrige Komplexitätsgrad. Die gesamte elektromagnetische Kopplung wird in der elektrischen Domäne beschrieben. Dabei können Leerlauf-, Kurzschluss- und im Wesentlichen beliebige Lastbetriebe modelliert werden. Über die Streuinduktivitäten  $L_{\sigma,1}$  und  $L_{\sigma,2}$  können Streuflussanteile berücksichtigt werden. Die Hauptinduktivität  $L_h$  bestimmt maßgeblich den Leerlaufstrom. Die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  stellen die ohmschen Widerstände von Primär- und Sekundärspule dar. Außerdem kann über  $R_{Fe}$  auch der Einfluss von Wirbelströmen berücksichtigt werden. Wenn das T-Ersatzschaltbild in seiner gebräuchlicheren Form ohne idealen Transformator benutzt wird, müssen die sekundärseitigen Größen zur fehlerfreien Beschreibung des Systemverhaltens durch Ersatzgrößen ersetzt werden. Für den Übersetzungsfaktor  $\gamma = N_2/N_1$  lautet die Umrechnung wie folgt,

$$\begin{aligned}
 u_2^* &= \gamma^{-1} u_2, & R_2^* &= \gamma^{-2} R_2, \\
 i_2^* &= \gamma i_2, & L_{\sigma,2}^* &= \gamma^{-2} L_{\sigma,2} \\
 \text{und} & & Z_L^* &= \gamma^{-2} Z_L.
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

Die Parameter können über den Kurzschluss- und den Leerlaufversuch bestimmt werden. Im Leerlaufversuch werden sekundärseitig die Klemmen geöffnet, d. h.  $Z_L \rightarrow \infty$ . Da für typische Transformatoren die Hauptinduktivität deutlich größer ist als die primärseitige Streuinduktivität, also  $L_h \gg L_{\sigma,1}$  und ebenso  $R_{Fe} \gg R_1$  [KK13, S.23],

können durch Messung von Amplitude und Phasenlage von  $u_1$  und  $i_1$  die Parameter  $L_h$  und  $R_{Fe}$  bestimmt werden. Im Kurzschlussversuch geht  $Z_L \rightarrow 0$ . Da für übliche Transformatoren  $L_h \gg L_{\sigma,2}$  und  $R_{Fe} \gg R_{\sigma,2}$  gilt [KK13, S.24], kann hiermit die Summe der Streuinduktivitäten, sowie die Summe der Spulenwiderstände bestimmt werden. Die ohmschen Widerstände lassen sich außerdem leicht mittels statischer Messung ermitteln.

Aus dem T-Ersatzschaltbild kann auch die magnetische Kopplung  $k$ , bzw. der daraus resultierende Steufaktor  $\sigma$ , ermittelt werden. Die Kopplung ist definiert über die Gegeninduktivität  $M$  sowie die Primär- und Sekundärinduktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  gemäß

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1.2)$$

mit  $M = \gamma L_h$ ,  $L_1 = L_h + L_{\sigma,1}$  und  $L_2 = \gamma^2 L_h + L_{\sigma,2}$ .

Der Streufaktor ist über die Beziehung

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (1.3)$$

mit der Kopplung verknüpft.

Ein Luftspalt, wie er in der hier vorliegenden Anwendung notwendig ist, führt zu großer Streuung. Die Dimensionierung von Transformatoren mit großem Streufaktor ist nicht einfach möglich [McL04, S.19-5]. Eine wesentliche Schwierigkeit stellt die Parametrisierung der Streuinduktivitäten dar. Hierfür wird in der vorliegenden Arbeit ein detailliertes Magnetkreismodell verwendet.

## 1.4 Darstellung der offenen Fragen

Aufgrund der hohen Spindeldrehzahlen bei der CNC-Fräsbearbeitung gibt es einen Bedarf an einer berührungslosen Übertragung der Energie an einen Schwingungserzeuger, der in das rotierende Werkzeug integriert ist. Im Stand der Forschung ist bislang kein System bekannt, das dies realisieren kann. Das geringe Bauraumangebot im Werkzeug macht die Integration einer Leistungselektronik nahezu unmöglich, weshalb die benötigte Energie direkt als breitbandiges Signal übertragen werden muss. In der vorliegenden

---

Arbeit wird untersucht, wie ein solches breitbandiges, induktiv gekoppeltes System zur berührungslosen Energieübertragung entworfen werden kann. Dabei wird der gesamte Entwurfsprozess im Wesentlichen an den Zielvorgaben für Hub, Stellkraft und Frequenzbereich des Schwingungserzeugers gezeigt.



## Entwurfsprozess

Die Aktorik ist durch drei Anforderungen gekennzeichnet, die maximale axiale Kraft  $\hat{F}$ , den maximalen Hub  $2\hat{x}$  und den Betriebsfrequenzbereich  $f \in [f_{\min}, f_{\max}]$ . Diese drei Größen sind wie auch in Abb. 2.1 die wesentlichen Eingangsgrößen für den Entwurf des gesamten Systems aus Aktorik, Energieübertragung und Leistungselektronik. In Abb. 2.2 ist eine Skizze des grundlegenden Aufbaus und der wesentlichen Parameter dargestellt.

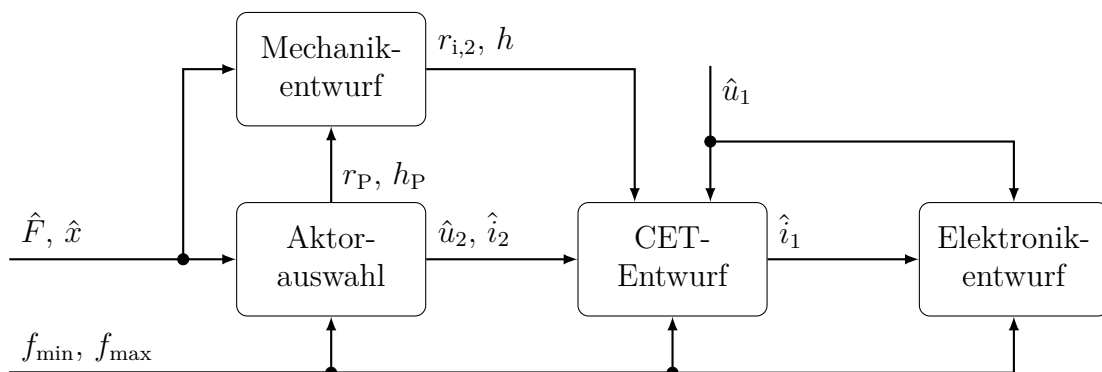


Abb. 2.1: Skizze der Vorgehensweise beim Entwurf des aktuierten Fräswerkzeuges

Im Detail läuft der Entwurfsprozess wie folgt ab. In Abb. 2.2 sind die verwendeten Parameter grafisch dargestellt.

1. *Aktorauswahl*

Aus den Kraft- und Hubanforderungen wird ein geeigneter Aktor ausgewählt. Der Entwurf erfolgt nicht-resonant. Die Aktorabmessungen, d. h. der Radius  $r_P$  und die Länge  $h_P$  werden für den Entwurf der Mechanik genutzt. Aus dem Frequenzbereich und den Aktordaten können die elektrischen Anforderungen, also Aktor- bzw. Sekundärspannung  $\hat{u}_2$  und Aktor- bzw. Sekundärstrom  $\hat{i}_2$  ermittelt werden.

2. *Mechanikentwurf*

Für den Entwurf der Mechanik, welche aus Vorspannmechanismus und Gehäuse besteht, werden ebenfalls die Kraft- und Hubvorgaben benötigt. Weiterhin geben die geometrischen Abmessungen des Aktors auch die Geometrie der Mechanik vor. Der Außendurchmesser des Gehäuses wird als Innendurchmesser des Sekundärteils  $r_{i,2}$  des berührungslosen Energieübertragungssystems (CET) verwendet, die Höhe der Mechanik zusammen mit der Höhe des Aktors gibt die Höhe des CET  $h$  vor.

3. *CET-Entwurf*

Der Entwurf des berührungslosen Energieübertragungssystems (CET) ist der Kern der vorliegenden Arbeit. Hier werden geometrische und elektrische Anforderungen sowie der gewünschte Frequenzbereich genutzt, um ein nicht-resonant betriebenes CET zu entwerfen, das den Bauraum optimal ausnutzt. Die Primärspannung  $\hat{u}_1$  kann dabei in gewissen Grenzen frei gewählt werden. Der berechnete Primärstrom  $\hat{i}_1$  ist wichtig zur Dimensionierung der Leistungselektronik.

4. *Elektronikentwurf*

Die Leistungselektronik wird anhand der vorgegebenen Primärspannung  $\hat{u}_1$  und dem zu erwartenden Primärstrom  $\hat{i}_1$  dimensioniert. Außerdem wird der erforderliche Frequenzbereich verwendet, um die benötigte Schaltzeit zu berechnen.

5. *Eigenschaftsabsicherung*

Bis zu diesem Punkt des Entwurfs ist das Zusammenwirken der zuvor sukzessiv entworfenen Teilsysteme noch unbekannt. Daher folgt im letzten Schritt die Herleitung eines mathematischen Modells zur Beschreibung des Verhaltens des Gesamtsystems. Dieser Entwurfsschritt wird in Kapitel 3 im Detail betrachtet.



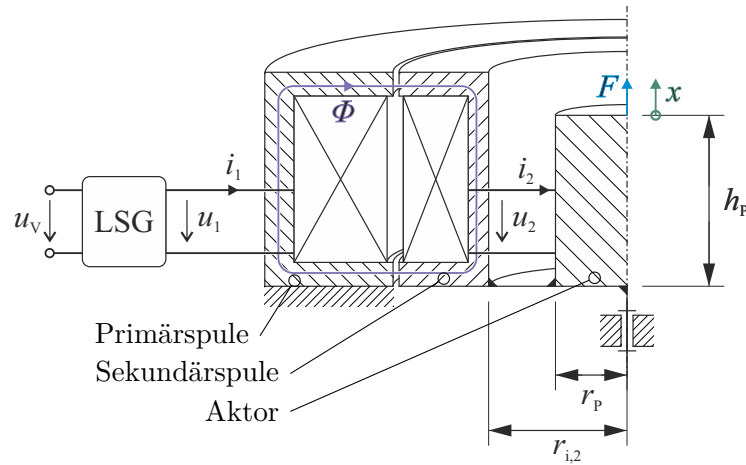


Abb. 2.2: Skizze der wichtigsten Kenngrößen des aktuierten Fräswerkzeuges

In Tab. 2.1 sind die Zahlenwerte aufgeführt, welche die Grundlage für das in dieser Arbeit betrachtete Beispielsystem bilden. Der gewünschte Hub von etwa  $20\text{ }\mu\text{m}$  resultiert aus dem Wunsch, einerseits eine Strukturierung vornehmen zu können, die gegenüber der mittleren Rautiefe in üblichen Größenordnungen weniger Mikrometer noch wahrnehmbar ist, andererseits aber auch keine signifikante Maßabweichung zu erhalten. Die geforderte Kraft sollte so groß sein, dass typische Schnittkräfte in der Größenordnung um  $500\text{ N}$  keinen nennenswerten Einfluss auf den Hub des Werkzeuges haben. Neben diesen beiden Forderungen soll es möglich sein, während eines Werkzeugumlaufes eine ganze Schwingungsperiode ausführen zu können. Das Verhältnis  $\beta$  aus Schwingungsfrequenz  $f$  und Spindeldrehfrequenz  $n_S$  soll demnach Eins sein. Um diesen Zielwert soll eine Frequenzvariation von einer Dekade erreichbar sein, also

$$\beta = \frac{f}{n_S} \Rightarrow f = \beta n_S = \left(\frac{3}{10} \dots 3\right) \cdot 20000 \text{ min}^{-1} = 100 \dots 1000 \text{ Hz.} \quad (2.1)$$

Tab. 2.1: Parameter des numerischen Beispielsystems

Parameter	Formelzeichen	Wert
Hub	$2 \hat{x}$	$20\text{ }\mu\text{m}$
Kraft	$\hat{F}$	$10\text{ kN}$
Frequenzbereich	$f = f_{\min} \dots f_{\max}$	$100\text{ Hz} \dots 1000\text{ Hz}$

## 2.1 Aktorauswahl

### 2.1.1 Auswahl des Energiewandlertyps

Aus der Vielzahl der elektromechanischen Energiewandler, von denen eine Auswahl in Abb. 2.3 dargestellt ist, wird zunächst ein geeigneter Typ ausgewählt.

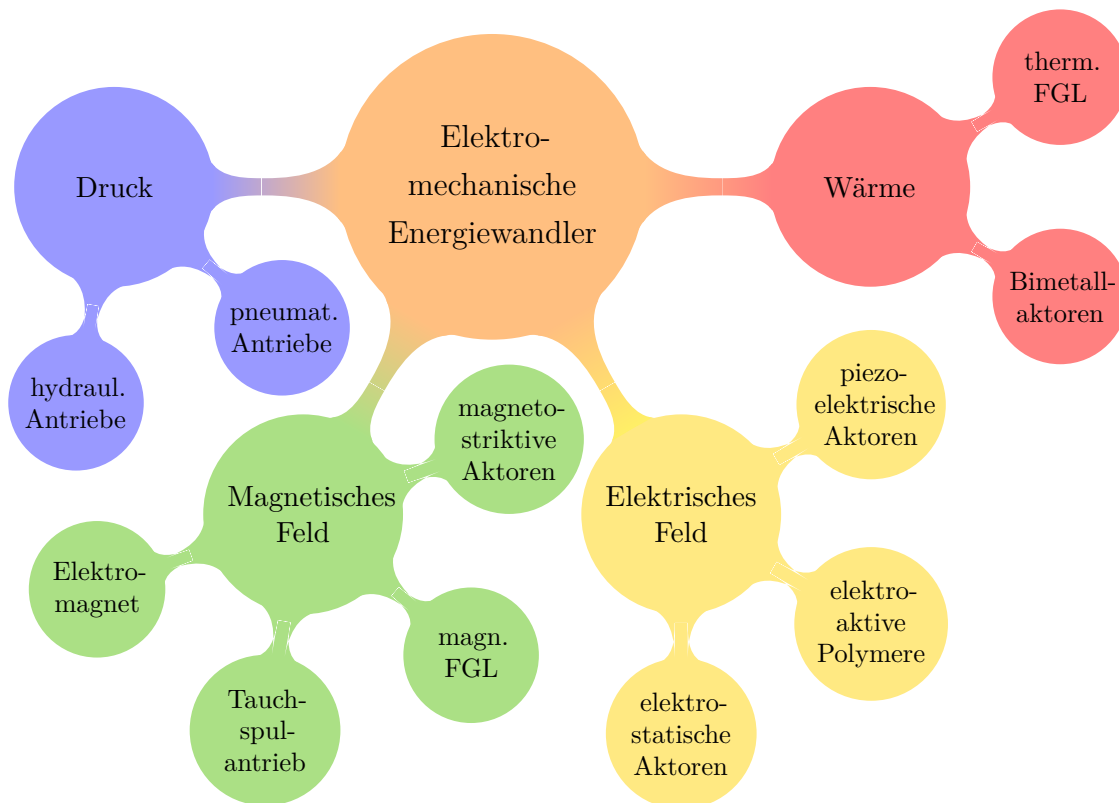


Abb. 2.3: Überblick über eine Auswahl verschiedener Aktorprinzipien, sortiert nach der Art der Anregung (eigene Darstellung)

In Abb. 2.4 ist die Gruppe der Energiewandler auf Basis aktiver Materialien bezüglich der erreichbaren Dehnungen  $\varepsilon_L$  und der mechanischen Spannungen  $T_B$  gegenübergestellt. Da die Anforderung darin besteht, hohe Kräfte bei eher geringem Hub zu erzeugen, kommen entsprechend dieser Darstellung piezoelektrische, elektrostriktive und magnetostruktive Materialien in Frage.

Magnetostruktive Aktoren erfordern eine aufwändige magnetische Flussführung. Die geringe Permeabilität des Materials sorgt für sehr große Erregerspulen und nennenswerte

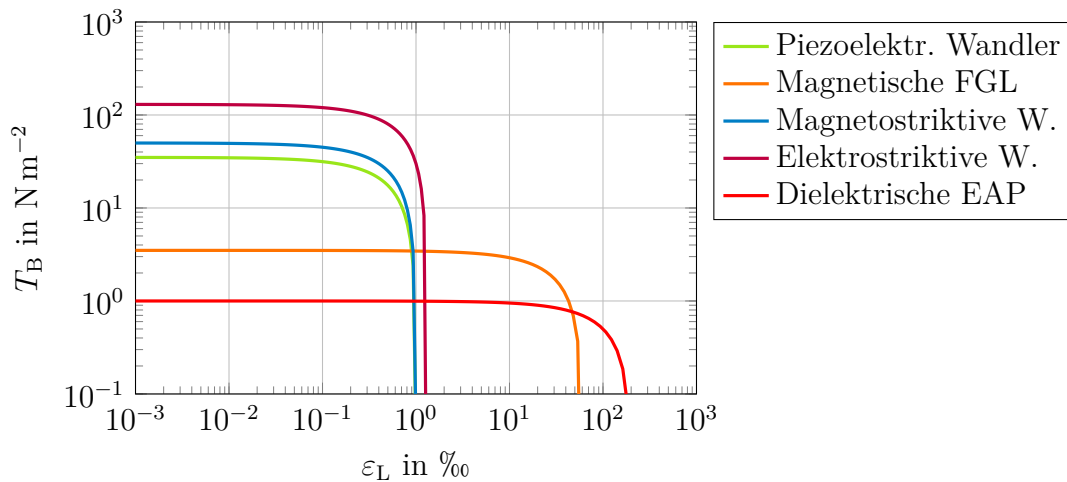


Abb. 2.4: Vergleich der Materialeigenschaften, Datenquellen entsprechend Tab. D.1

Streuflüsse. Ein überschläglicher Entwurf zeigte keine Vorteile im Vergleich zur Verwendung piezoelektrischer Aktoren. Die gute Verfügbarkeit piezoelektrischer Aktoren, sowie die bereits vorhandene Erfahrung im Entwurf von Aktoren auf dieser Basis sind die wesentlichen Gründe für die Wahl dieses Antriebskonzeptes gegenüber den genannten Alternativen.

### 2.1.2 Auswahl eines piezoelektrischen Wandlers

Die Abmessungen und der Typ des piezoelektrischen Wandlers werden im Wesentlichen entsprechend der erforderlichen Kraftamplitude  $\hat{F}$  und des gewünschten Hubes  $2\hat{x}$  ausgewählt. Dabei ist allerdings zu berücksichtigen, dass piezoelektrische Wandler für einen dynamischen Betrieb vorgespannt werden müssen. Die Vorspannung wird über eine Feder realisiert, die als Last wirkt. Im Idealfall ist die Federsteifigkeit  $k_L$  so niedrig, dass sie gegenüber der Wandlersteifigkeit  $k_P$  vernachlässigt werden kann. Jedoch ist dieses Ziel nicht mit einem kleinen Bauraum vereinbar. Die Belastung durch die Feder sorgt dafür, dass der maximal mögliche Hub des Aktors  $x_L$ , der als Leerlaufhub im Datenblatt angegeben ist, nicht erreicht wird. Dementsprechend muss ein Wandler mit einem deutlich größeren Leerlaufhub ausgewählt werden. Weiterhin soll der Aktor eine bestimmte Kraft auf das zu zerspannende Material ausüben können. Daher ist auch

die maximal erreichbare Kraft des Aktors, die als Blockierkraft  $F_B$  angegeben ist, eine wichtige Entwurfsgröße. Die Vorgaben lauten daher

$$F_B \geq \hat{F} \quad \text{und} \quad x_L \geq \frac{k_L + k_P}{k_P} 2 \hat{x}. \quad (2.2)$$

Für das betrachtete Beispiel wird der Aktor wie folgt ausgewählt,

$$F_B \geq \hat{F} \frac{1000 \text{ V}}{2 \cdot 250 \text{ V}} = 10 \text{ kN} \cdot 2 = 20 \text{ kN}, \quad (2.3)$$

$$x_L \geq 2 \hat{x} \frac{0.5 k_P + k_P}{k_P} \frac{1000 \text{ V}}{2 \cdot 250 \text{ V}} = 10 \mu\text{m} \cdot 1.5 \cdot 2 = 30 \mu\text{m}. \quad (2.4)$$

Der Faktor  $1000 \text{ V} / (2 \cdot 250 \text{ V})$  wird eingeführt, weil im vorliegenden Konzept ein bipolarer Betrieb erforderlich ist. Dadurch verringert sich die mögliche Aussteuerung des Aktors, der üblicherweise im unipolaren Betrieb mit einer Spannung von  $0 \dots 1000 \text{ V}$  betrieben wird auf den Bereich von  $-250 \dots 250 \text{ V}$ . Die Notwendigkeit des bipolaren Betriebs ist eine direkte Folge der unmittelbaren Verbindung des Piezoaktors mit der Sekundärspule des berührungslosen Energieübertragers. Weitere Informationen hierzu sind in Kapitel 1.3.2 zu finden.

Mit der im Datenblatt eines geeigneten Aktors angegebenen Leerlaufkapazität und der maximalen elektrischen Aktorspannung kann eine Abschätzung des benötigten Stroms für harmonische Anregung erfolgen,

$$i_2 = C_L \frac{du_2}{dt} \Rightarrow \hat{i}_2 = 2 \pi f_{\max} C_L \hat{u}_2 = 7.5 \text{ A}. \quad (2.5)$$

Alternativ könnte diese Abschätzung auch direkt aus Kraft- und Wegvorgaben erfolgen mittels der Annahme idealer elektromechanischer Energiewandlung

$$\hat{F} \hat{x} 2 \pi f_{\max} = \hat{u}_2 \hat{i}_2 \Rightarrow \hat{i}_2 = 2 \pi f_{\max} \frac{\hat{F} \hat{x}}{\hat{u}_2} = 4.3 \text{ A}, \quad (2.6)$$

allerdings liefert dieser Ansatz aufgrund der idealen Wandlung eher optimistische Abschätzungen.

Anhand der vorgestellten Kriterien wurde für den experimentellen Versuchsaufbau ein Aktor der Firma *Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG* mit der Bezeichnung *PICA Power P-035.20P* gewählt. Das Datenblatt kann Anhang F entnommen werden.

## 2.2 Mechanikentwurf

Die Mechanik besteht im Wesentlichen aus dem Gehäuse, in welches die Aktorik eingesetzt wird, den mechanischen Schnittstellen, also der Fräseraufnahme und dem Spindelanschluss, sowie der Gelenkstruktur, die einerseits zur Vorspannung des Aktors Verwendung findet als auch zur Entlastung des Aktors vor Querkraften.

Die Anforderungen, die in den Entwurf der Konstruktion einfließen, sind unter anderem

- **Minimierung des axialen Versatzes**

Durch das Auftrennen der Werkzeugaufnahme in mehrere Teilabschnitte wird die Konzentrität nicht mehr gewährleistet. Der Grenzwert für axialen Versatz beträgt  $3\text{ }\mu\text{m}$ . Selbst mit sehr hoher Fertigungsgenauigkeit ist diese Anforderung schwer erreichbar. Die Anzahl an Koppelstellen ist daher so gering wie möglich zu halten. Die Teilbereiche müssen durch engere Tolerierung und evtl. Kegelpaarungen verbunden werden.

- **Einhaltung der Bauraumbeschränkungen**

Die Basis für den Entwurf bildet ein Rohling für den Werkzeugbau mit einer Spannzangenaufnahme HSK 63 Form A der Länge 120 mm mit einem Schaftaußendurchmesser von 50 mm. Die Länge des verfügbaren Bauraums ist begrenzt durch die Referenzwerkzeugaufnahme. Hierbei handelt es sich um eine Werkzeugaufnahme, die ausgewählt wurde, um vergleichende Fertigungsversuche mit einer konventionellen Aufnahme ohne Schwingungsüberlagerung durchführen zu können. Hierfür wurde eine baugleiche Spannzangenaufnahme gewählt, vergleichbar mit der in Abb. 2.5, mit einer Länge von  $A = 160\text{ mm}$ . Abzüglich der Teile, die beibehalten werden müssen, verbleibt eine Bauraumhöhe von etwa 60 mm. Der Bauraumdurchmesser ist auf 50 mm festgelegt.

- **Kühlmittelkanal**

Idealerweise gibt es einen inneren Kanal, durch den das Kühlschmiermittel durchgeleitet werden kann. Eine entsprechende elektrische Isolierung am Piezo muss dann vorgesehen werden.

- **Geringe Nachgiebigkeit in Querrichtung**

Durch die Biegegelenke verringert sich die Steifigkeit der Werkzeugaufnahme in

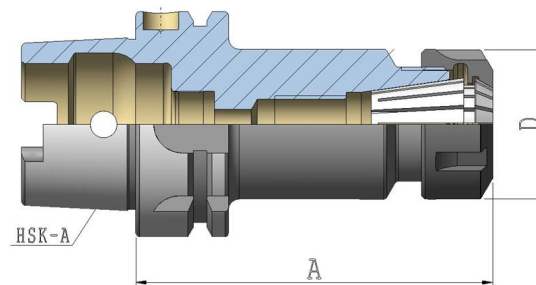


Abb. 2.5: Referenzwerkzeugaufnahme mit HSK63 Typ A zur Ankopplung an die Spindel (linke Seite) und Spannzangenaufnahme ER40 zur Aufnahme der Fräser (rechte Seite), Zeichnung entnommen aus [San18]

Querrichtung. Da bei Querauslenkung die Riefenbildung auf der Bauteiloberfläche zunimmt (Nachlaufen der Schneiden), sollte nach Möglichkeit zusätzlich zu den Biege gelenken eine weitere Art der Führung realisiert werden.

### 2.2.1 Entwurf der Gelenkstruktur

**Kräftegleichgewicht:** Für den Entwurf der Gelenkstruktur wird zunächst das Kräftegleichgewicht bestimmt. Die an den Gelenken angreifenden Kräfte sind in Abb. 2.6 dargestellt. Das Kräftegleichgewicht lautet

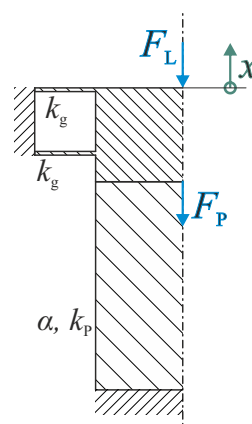


Abb. 2.6: Skizze der an der Gelenkstruktur angreifenden Kräfte

$$F_P + 2k_g x - F_L = 0. \quad (2.7)$$

Die Lastkraft  $F_L$  wird zunächst vernachlässigt, d. h.  $F_L = 0$ . Mit dem piezoelektrischen Bauteilgesetz  $F_P = k_p x - \alpha u_p$  folgt

$$\alpha u_p = 2k_g x + k_p x. \quad (2.8)$$

Mit  $k_g x = F_g(x)$  folgt

$$F_g(x) = \frac{1}{2} (\alpha u_p - k_p x). \quad (2.9)$$

Die Steifigkeit des Piezowandlers kann aus der Blockierkraft und dem Leerlaufhub als  $k_p = F_B/x_L$  bestimmt werden. Weiterhin gilt  $\alpha = F_B/u_{p,\max}$ . Die maximale Gelenkkraft  $F_{g,\max}$  ist

$$F_{g,\max} = F_g(x_{\max}) = \frac{1}{2} \left( \frac{F_B}{u_{p,\max}} u_{p,\max} - \frac{F_B}{x_L} x_{\max} \right) = \frac{F_B}{2} \left( 1 - \frac{x_{\max}}{x_L} \right), \quad (2.10)$$

wobei  $x_{\max} = 2\hat{x}$  der geforderte Hub des Fräsers ist.

**Biegelinie einer Kreisringscheibe mit konstanter Höhe:** Zunächst wird untersucht, wie eine Kreisringplatte mit konstanter Dicke dimensioniert werden müsste, siehe Abb. 2.7. Aus bauraumbedingten Gründen wird hier ein Außenradius  $R_a$  vorgegeben. Es verbleiben damit die beiden Entwurfsgrößen  $h$  und  $R_i$ .

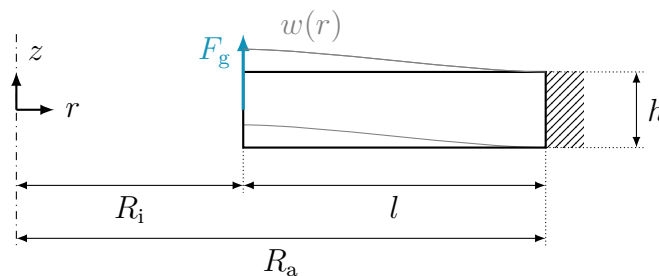


Abb. 2.7: Skizze des Gelenks bestehend aus einer Kreisringscheibe mit konstanter Dicke

Um eine Dimensionierung vorzunehmen wird im ersten Schritt die Biegelinie berechnet. Die Grundgleichung zur Berechnung der stationären Biegelinie  $w(r, \phi)$  einer Platte lautet nach [HD07, S. 220] in Zylinderkoordinaten  $r, \phi$

$$\Delta \Delta w(r, \phi) = \frac{p(r)}{N(r)}, \quad (2.11)$$

wobei  $p(r)$  den Druck als Funktion der Position bezeichnet und  $N(r)$  die Biegesteifigkeit der Platte ist,

$$N(r) = \frac{E h(r)^3}{12(1 - \nu^2)}. \quad (2.12)$$

Die Berechnung lässt sich auf ein ebenes Problem zurückführen. Aufgrund der Rotationssymmetrie wird in Polarkoordinaten gearbeitet. Der Laplace-Operator  $\Delta = \nabla^2$  ist in Polarkoordinaten durch

$$\Delta w(r, \phi) = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial w(r, \phi)}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 w(r, \phi)}{\partial \phi^2} \quad (2.13)$$

gegeben. Es soll kein Druck auf die Gelenkstruktur einwirken, daher ist  $p = 0$ . Aufgrund der Rotationssymmetrie gilt weiterhin  $\partial(\cdot)/\partial \phi = 0$ . Zusätzlich ist die Durchbiegung aufgrund der Rotationssymmetrie auf dem gesamten Umfang konstant, sodass die Funktion der Biegelinie nur noch eine Funktion des Radius ist, also  $w = w(r)$ . Die zu lösende Gleichung vereinfacht sich damit zu

$$0 = \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{d}{dr} \left( \frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left( r \frac{dw(r)}{dr} \right) \right) \right). \quad (2.14)$$

Durch Auflösen der Gleichung mit der Produktregel erhält man

$$0 = w'''' + \frac{2}{r} w''' - \frac{1}{r^2} w'' + \frac{1}{r^3} w'. \quad (2.15)$$

Für diese homogene Differenzialgleichung 4. Ordnung existiert die analytische Lösung

$$w(r) = \frac{r^2}{2} (C_2 + C_3 \ln(r)) - \frac{r^2}{4} C_3 + C_1 \ln(r) + C_4, \quad (2.16)$$

die, wie in Anhang A.1 beschrieben, hergeleitet werden kann. Die Integrationskonstanten  $C_1$  bis  $C_4$  werden mit geeigneten Randbedingungen ermittelt. Durch die beidseitige



Einspannung der Platten ist sowohl am Innen- als auch am Außenradius der Anstieg der Biegelinie Null. Am Außenradius ist das Gelenk weiterhin mit dem Gestell verbunden, am Innenradius soll die erforderliche Auslenkung  $x_{\max}$  erreicht werden können, wenn die maximale Kraft  $\hat{F}$  wirkt. Somit lauten die vier Randbedingungen

$$(i) \quad w(R_a) = 0, \quad (2.17)$$

$$(ii) \quad w(R_i) = x_{\max}, \quad (2.18)$$

$$(iii) \quad w'(R_i) = 0, \quad (2.19)$$

$$(iv) \quad w'(R_a) = 0. \quad (2.20)$$

Aus den Randbedingungen (i) bis (iv) folgen die Integrationskonstanten

$$C_1 = -x_{\max} \frac{4 R_a^2 R_i^2 \ln\left(\frac{R_i}{R_a}\right)}{(R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2\left(\frac{R_i}{R_a}\right)} \quad (2.21)$$

$$C_2 = -x_{\max} \frac{4 (R_a^2 \ln(R_a) - R_i^2 \ln(R_i))}{(R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2\left(\frac{R_i}{R_a}\right)} \quad (2.22)$$

$$C_3 = x_{\max} \frac{4 (R_a^2 - R_i^2)}{(R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2\left(\frac{R_i}{R_a}\right)} \quad (2.23)$$

$$C_4 = x_{\max} \frac{R_a^2 \left[ R_a^2 - R_i^2 - 2 R_i^2 (1 - 2 \ln(R_a)) \ln\left(\frac{R_i}{R_a}\right) \right]}{(R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2\left(\frac{R_i}{R_a}\right)} \quad (2.24)$$

Damit ist die Funktion der Biegelinie vollständig bestimmt,

$$w(r) = x_{\max} \cdot \frac{(r^2 - R_a^2)(R_a^2 - R_i^2) - 2r^2 \left( R_a^2 \ln \frac{r}{R_a} - R_i^2 \ln \frac{r}{R_i} \right) + 2 R_i^2 R_a^2 \ln \frac{R_i}{R_a} \left( 1 + 2 \ln \frac{r}{R_a} \right)}{4 R_a^2 R_i^2 \ln^2\left(\frac{R_i}{R_a}\right) - (R_a^2 - R_i^2)^2}. \quad (2.25)$$

Um die Dimensionierung vorzunehmen wird die Kraft vorgegeben, die nötig ist, um die erforderliche Auslenkung  $x_{\max}$  zu erreichen. Dafür wird zunächst die Querkraft  $F_q$  bestimmt. Die auf den Umfang bezogene Querkraft  $f_q$  lautet nach [HD07, S. 221f.]  $f_q = N (\Delta w)'$ , somit folgt

$$F_q = 2 \pi r N \frac{d}{dr} (\Delta w). \quad (2.26)$$

In ausführlicher Form lautet diese Gleichung

$$F_q = \frac{E h^3}{12 (1 - \nu^2)} \left( w''' + \frac{1}{r} w'' - \frac{1}{r^2} w' \right), \quad (2.27)$$

$$= \frac{4 \pi E h^3 (R_a^2 - R_i^2)}{3 (1 - \nu^2) (R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2 \left( \frac{R_i}{R_a} \right)}. \quad (2.28)$$

Wie aus Gleichung (2.28) ersichtlich wird, ist die Querkraft über den Radius konstant. Es wird somit die Vorgabe

$$F_q = F_g \quad (2.29)$$

zur Dimensionierung verwendet. Als weitere Bedingung wird vorgegeben, dass am inneren Radius  $R_i$  die Zugfestigkeit des Materials nicht überschritten wird. Hier wird der Ansatz über eine maximal zulässige Dehnung gewählt. Die Dehnung kann laut [HD07, S. 219] berechnet werden über

$$\varepsilon(r) = w''(r) h/2, \quad (2.30)$$

woraus sich die Bedingung

$$\varepsilon(R_i) = w''(R_i) h/2 = \varepsilon_{\max} \quad (2.31)$$

ergibt.

Gleichung (2.31) wird nach  $h$  gelöst. Es folgt

$$h = \frac{\varepsilon_{\max} \left[ (R_a^2 - R_i^2)^2 - 4 R_a^2 R_i^2 \ln^2 \left( \frac{R_i}{R_a} \right) \right]}{2 x_{\max} \left( R_i^2 + R_a^2 \left( 2 \ln \frac{R_a}{R_i} - 1 \right) \right)}. \quad (2.32)$$

Eingesetzt in (2.29) folgt eine nicht analytisch nach  $R_i$  lösbare Gleichung. Die Lösung muss daher numerisch ermittelt werden. Mit den Parametern aus Tabelle 2.2 folgt für konstante Gelenkhöhe die auf eine Nachkommastelle gerundete Lösung

$$R_i = 6 \text{ mm}, \quad l = 12.5 \text{ mm}, \quad h = 1.7 \text{ mm}. \quad (2.33)$$

Tab. 2.2: Parameter für die Gelenkdimensionierung

Parameter	Wert	
<b>Piezoelektrischer Energiewandler</b>		
Maximale Kraft (Blockierkraft)	$F_{\text{B}}$	23 kN
Maximaler Hub (Leerlaufhub)	$x_{\text{L}}$	30 μm
<b>Geometrische Vorgaben</b>		
Maximaler Hub der Gelenkstruktur	$x_{\text{max}} = 2 \hat{x}$	20 μm
Außenradius der Kreisringplatte	$R_{\text{a}}$	18.5 mm
<b>Materialparameter</b>		
Maximal zulässige Dehnung	$\varepsilon_{\text{max}}$	$2.5 \cdot 10^{-3}$
Elastizitätsmodul	$E$	$210 \cdot 10^9 \text{ N m}^{-2}$
Querkontraktionszahl	$\nu$	0.3

**Berechnung der Biegelinie bei veränderlicher Gelenkhöhe** Mit dem Ziel der Bau-  
raumminimierung wurde auch eine Kreisingplatte mit veränderlicher Dicke betrach-  
tet. Der grundlegende Ansatz liegt darin, Material an den Stellen zu entfernen, an denen  
die mechanische Belastung gering ist. Aufgrund des Biegemomentenverlaufs muss nach  
diesem Ansatz nahe der Einspannstellen der Platte die größte Dicke vorhanden sein.  
Es wurde hier zunächst nur ein linearer Verlauf, wie in Abb. 2.8 dargestellt, betrachtet.  
Die Funktion lautet

$$h(r) = \begin{cases} h_{\max} - 2 \frac{h_{\max} - h_{\min}}{R_a - R_i} (r - R_i) & R_i \leq r < \frac{R_a + R_i}{2} \\ h_{\min} + 2 \frac{h_{\max} - h_{\min}}{R_a - R_i} \left( r - \frac{R_a + R_i}{2} \right) & \frac{R_a + R_i}{2} \leq r \leq R_a \end{cases} \quad (2.34)$$

Andere Profile sind denkbar, wurden aber hier nicht untersucht.

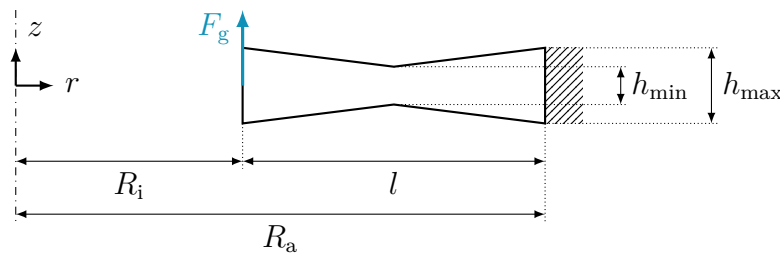


Abb. 2.8: Skizze der Gelenkgeometrie mit veränderlicher Höhe

Für Gelenke mit veränderlicher Höhe könnte die Berechnung theoretisch ähnlich ablaufen. In [HD07, S. 239] ist die Differentialgleichung für Platten mit variierender Dicke

angegeben,

$$\Delta(N(r) \Delta w(r)) - (1 - \nu) \frac{1}{r} (N''(r) w'(r) + N'(r) w''(r)) = p(r). \quad (2.35)$$

Da keine analytische Lösung für diese Differentialgleichung gefunden wurde, ist die Dimensionierung mittels Finite-Elemente-Methode durchgeführt worden. Die Analyse wurde in Form einer rotationssymmetrischen 2D-Berechnung mit der FEM-Software Comsol Multiphysics 5.1 durchgeführt. Es wurde jeweils iterativ diejenige Kombination aus Gelenkhöhe  $h_{\max}$  und Länge  $l$  gesucht, für die bei gleicher gegebener Kraft des Aktors sowohl der gleiche Hub erreicht wird als auch die gleiche maximale mechanische Spannung im Material. Da die Gelenke aus Stahl gefertigt werden, d. h. einem zähen Material, wurde zur Bewertung der mechanischen Spannung die von-Mises-Vergleichsspannung als Kriterium gewählt [GHSS05, S. 68]. Untersucht wurden drei verschiedene Gelenkformen, wobei jeweils der Anstieg der Gelenkhöhe aus Gleichung (2.34) variiert wurde. Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind in Abb. 2.9 dargestellt.

Es ist deutlich zu erkennen, dass bei konstanter Gelenkhöhe im Wesentlichen nur im Bereich der Einspannstellen eine nennenswerte Materialbeanspruchung stattfindet. Wenn das Gelenk von den Einspannstellen zur Mitte hin schmaler wird, erhöht sich auch der Bereich mit großer Beanspruchung. Das Material wird damit besser ausgenutzt, woraus sich die geringere notwendige Länge erklären lässt. In Abb. 2.10 sind die dimensionierten Gelenkformen gegenübergestellt. Es lässt sich deutlich erkennen, dass durch die veränderliche Höhe eine signifikante Reduktion der Gelenklänge erreichbar ist. In Tab. 2.3 sind die aus der FEM-Analyse resultierenden numerischen Werte für Höhe und Länge der Gelenke angegeben.

Tab. 2.3: Geometriegrößen aus der Dimensionierung

		Höhe konstant	Höhe veränderlich	
		$h_{\min} = h_{\max}$	$h_{\min} = h_{\max}/2$	$h_{\min} = h_{\max}/3$
Länge	$l = R_a - R_i$	8.8 mm	7.1 mm	6.2 mm
Höhe	$h_{\max}$	1.90 mm	1.75 mm	1.65 mm

Da die Gelenkdimensionierung nicht der Fokus der Arbeit ist, wird auf eine tiefergehende Analyse der Ergebnisse verzichtet. Es ist zu erwarten, dass andere Gelenkformen, d. h. andere Anstiege als die hier betrachteten oder sogar andere Funktionen  $h(r)$  ei-

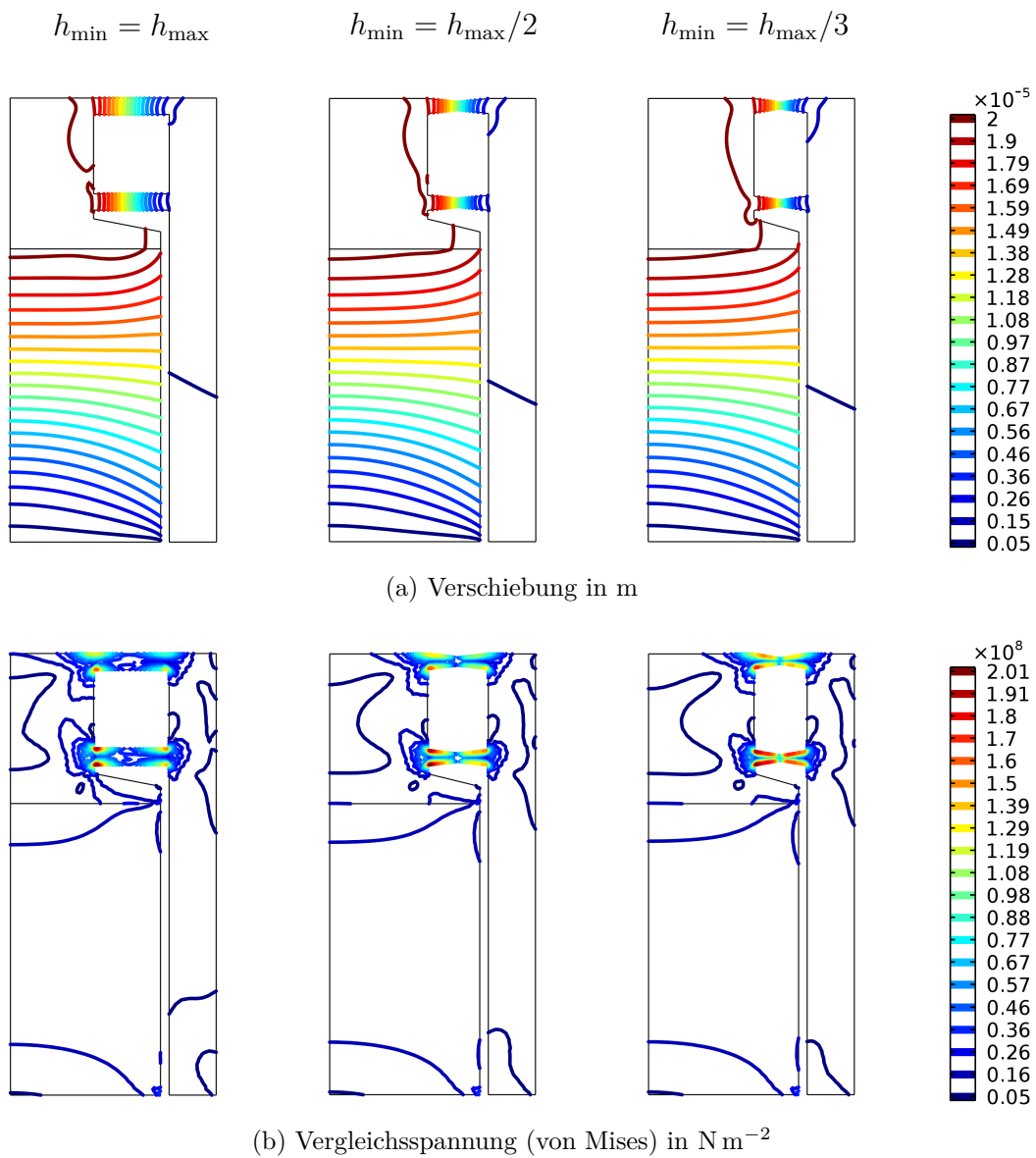


Abb. 2.9: Ergebnisse der Analyse der Festkörpergelenke mittels FEM

ne weitere Reduktion des Bauraumbedarfs ermöglichen. Eine Untersuchung optimaler Gelenkformen ist zu empfehlen, wenn mit dem vorgestellten Ansatz die Bauraumanforderung nicht eingehalten werden kann.

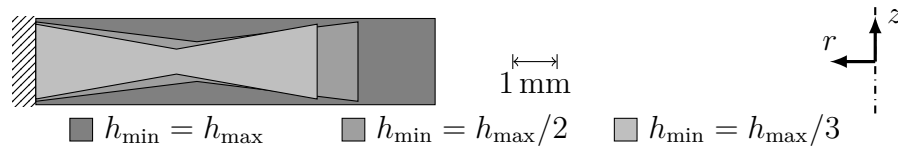


Abb. 2.10: Gegenüberstellung der verschiedenen dimensionierten Gelenkformen

## 2.2.2 Entwurf der anderen mechanischen Komponenten

### Anschluss an die Fräsmaschine

Die Baugruppe soll über eine HSK-Aufnahme (Hohlschaftkegel) mit der Fräse verbunden werden. Diese Aufnahme zeichnet sich durch eine gewünschte Überbestimmtheit der Anlageflächen aus. Zum einen sorgt der Kegel ( $\approx 3^\circ$ ) für Konzentrizität, aber die Spannkraft wird dann zu einem großen Anteil von einer Planfläche aufgenommen. Die Quersteifigkeit ist somit besser, die Wechselzeit kürzer und es kann mit größeren Drehzahlen gefräst werden ( $\leq 20000 \text{ U/min}$ ).

Dem Ziel möglichst weniger Kopplungsstellen entsprechend, wird das nicht translatorisch bewegte Gehäuse direkt aus dem Körper der HSK-Aufnahme gefertigt. In dieses Gehäuse wird der piezoelektrische Energiewandler eingebaut, sowie die Gelenkstruktur. Die Verspannung der Gelenkstruktur gegenüber dem Gehäuse und dem Piezowandler wird durch einen speziell angefertigten Vorschraubring realisiert.

### Aufnahme für die Fräser

Als Werkzeugaufnahme wurde eine Spannzangenaufnahme der Größe ER 40 gewählt, siehe Abb. 2.11a. Diese wird gegen die Gelenkstruktur mittels einer Schraube verspannt. Um eine Selbstzentrierung zu erreichen wird eine Senkkopfschraube gewählt. Eine zusätzliche Passung sorgt für Überbestimmtheit. Gegen Verkippen der Aufnahme infolge von Querkraften wird eine Gleitlagerung vorgesehen. Die Führungslänge von 30 mm soll die Verkipfung verringern. Als alternative Fräseraufnahme wird auch eine Weldon-Aufnahme, siehe Abb. 2.11b, für einen Werkzeugdurchmesser von 12 mm gefertigt.

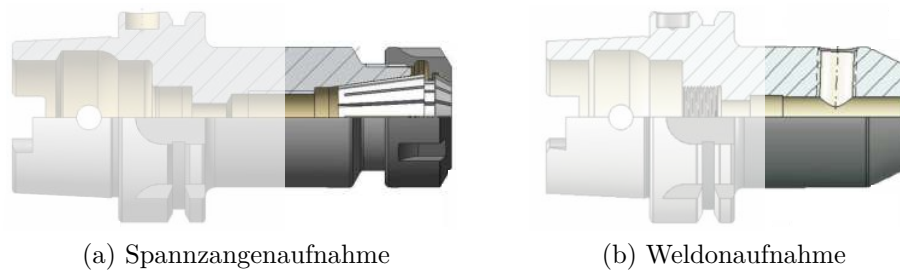


Abb. 2.11: Skizzen der verwendeten Fräseraufnahmen, entnommen aus [San18]

### Ankopplung der berührungslosen Energieübertragung

Um die Sekundärseite des Energieübertragungssystems zu montieren, wird der sekundärseitige Eisenkreis mit Spule als Baugruppe auf den Schaft des Gehäuses aufgeschoben und anschließend mit einer Mutter fixiert bzw. verspannt.

### Gleitlager

Um für Querkräfte beim Fräsen zusätzliche Führungssicherheit zu gewinnen, wurde als Unterstützung für die Festkörpergelenke eine Gleitlagerung vorgesehen. Für möglichst große Lagersteifigkeit wurde ein großer Durchmesser gewählt. Die Führungslänge sollte möglichst groß sein. Die Wahl fiel somit auf die Gleitlagerbuchse *EGB4530-E40* von INA (Schäffler AG) aus einem Metall-Polymer-Verbund [Sch12]. Als Vorteil ist vor allem die Wartungsfreiheit anzuführen. Die relevanten Maße sind in Tabelle 2.4 aufgeführt.

Tab. 2.4: Eigenschaften des ausgewählten Gleitlagers EGB4530-E40

Parameter		Wert
Innendurchmesser	$D_i$	45 mm
Außendurchmesser	$D_a$	50 mm
Breite	$B$	30 mm
max. axiale Belastung	$p_{\max}$	$140 \cdot 10^6 \text{ N m}^{-2}$
max. Gleitgeschwindigkeit	$v_{\max}$	$25 \text{ m s}^{-1}$
max. Produkt $p \cdot v$	$(p v)_{\max}$	$1.8 \cdot 10^6 \text{ N m}^{-1} \text{ s}^{-1}$

Die radiale Lagerbelastung (Flächenpressung) kann nach Hersteller berechnet werden mittels

$$\hat{p} = \frac{\hat{F}_r}{D_i B} = 0.37 \cdot 10^6 \frac{\text{N}}{\text{m}^2} < p_{\max}, \quad (2.36)$$

wenn eine maximale Querkraft von  $\hat{F}_r = 500 \text{ N}$  angenommen wird, die als Abschätzung des ungünstigsten Falles allein vom Gleitlager aufgenommen werden müsste. Die maximale Gleitgeschwindigkeit lautet mit den Zahlenwerten aus Tab. 2.1

$$\hat{v} = \hat{x} \cdot 2 \pi f_{\max} = 0.03 \frac{\text{m}}{\text{s}} < v_{\max}. \quad (2.37)$$

Da nicht gleichzeitig große Belastung und große Geschwindigkeit zulässig sind, muss noch das Produkt aus den beiden Größen berechnet werden, also

$$\hat{p} \hat{v} = 11.6 \cdot 10^3 \frac{\text{N}}{\text{m s}} < (p v)_{\max}. \quad (2.38)$$

Es zeigt sich, dass alle drei Parameter deutlich unterhalb der maximalen Spezifikation liegen. Aus dem Produktdatenblatt können Empfehlungen für Passungen entnommen werden. So wird für die Welle eine f7 empfohlen, für die Bohrung eine H7. Die Passung der Welle wurde hier als h7 ausgeführt, d. h. mit weniger Spiel um einer Querverformung des Systems besser entgegenzuwirken. Im Gegenzug wurde mit Rz1,6 eine niedrigere Oberflächenrauigkeit als vom Hersteller empfohlen vorgesehen.

## Verspannung der Festkörpergelenke

Die Fixierung und Vorspannung der Festkörpergelenkstruktur gegenüber dem Gehäusebauteil erfolgt über einen speziell angefertigten Vorschraubring. Bauraumbedingt bietet sich ein Gewinde M48 an. Anstelle des Regelgewindes kommt ein Feingewinde mit der Steigung  $p = 1.5 \text{ mm}$  zum Einsatz. Die Höhe des Ringes, somit auch die Einschraubtiefe, wurde mit  $h = m = 6 \text{ mm}$  festgelegt. Der Festigkeitsnachweis gegen Scherbelastung

$$\begin{aligned} \tau_s = \frac{5 F_{\max}}{4 \pi d m} &\leq \tau_{s,\text{zul}} = \frac{2}{3} R_e \\ 27.6 \text{ N mm}^{-2} &\leq 530 \text{ N mm}^{-2} \end{aligned} \quad (2.39)$$



sowie gegen Flächenpressung der Gewindeflanken

$$p = \frac{4 p F_{\max}}{\pi (d^2 - d_3^2) m} \leq p_{\text{zul}} = R_e \quad \text{mit } d_3 = d + t/8 - t + t/6 \quad (2.40)$$

$$72.8 \text{ N mm}^{-2} \leq 800 \text{ N mm}^{-2}$$

ist mit dieser Festlegung mit hinreichender Sicherheit erfüllt.

### Zugspannung infolge der Rotation

Besonders die Sekundärspule ist aufgrund der hohen Drehzahlen einer starken Zentripetalbeschleunigung ausgesetzt, die wiederum eine Zugspannung im Kupferlackdraht erzeugt. Diese Zugspannung kann, wie in Anhang A.3 gezeigt, berechnet werden durch

$$\sigma_z = \rho \omega^2 r^2. \quad (2.41)$$

Mit einer maximalen Spindeldrehzahl von  $n_{\max} = 20000 \text{ min}^{-1}$ , der Dichte von Kupfer und dem sekundärseitigen Außenradius  $r_{a,2}$ , der in Abschnitt 2.3 bestimmt wird, folgt

$$\sigma_z = \rho_{\text{Cu}} (2 \pi n_{\max})^2 r_{a,2}^2 \leq \sigma_{z,\text{zul}} = R_{e,\text{Cu}} \quad (2.42)$$

$$8900 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot \left( 20000 \frac{2 \pi}{60 \text{ s}} 0.04 \text{ m} \right)^2 \leq 160 \text{ MPa}$$

$$62 \text{ MPa} \leq 160 \text{ MPa}.$$

## Mechanischer Entwurf

Aus dem vorangestellten Entwurf der einzelnen mechanischen Komponenten ergibt sich ein vollständiger Entwurf der Gesamtbaugruppe. Diese ist in Abb. 2.12 dargestellt. Auf der linken Hälfte der Darstellung ist bereits der Sekundärteil des berührungslosen Energieübertragers angedeutet, der im nachfolgenden Kapitel 2.3 vorgestellt wird.

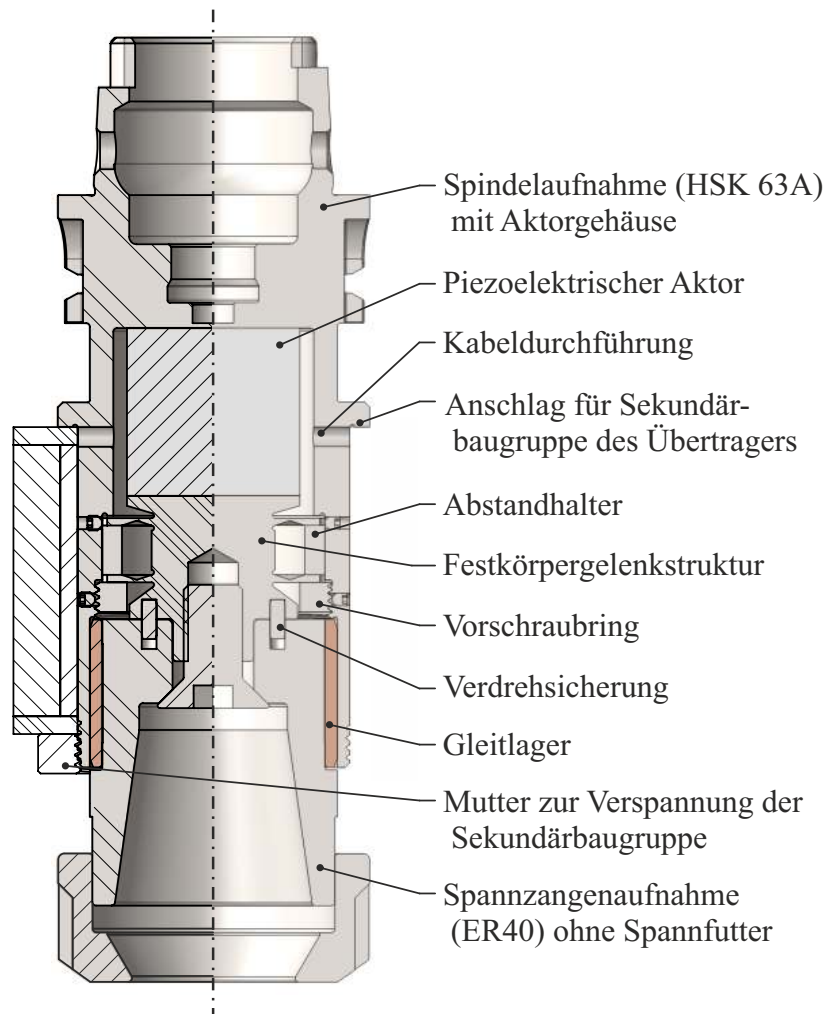


Abb. 2.12: Schnittansicht der mechanischen Konstruktion

## 2.3 CET-Entwurf

Der Energieübertrager soll um das aktuierte Werkzeughaltersystem herumgebaut sein. Für den mitrotierenden Sekundärteil wird daher ein innerer Radius  $r_{i,2}$  vorgegeben. Um radial einen möglichst kompakten Bauraum zu erhalten, wird die verfügbare Höhe  $h$  als feste Bedingung vorgegeben. Ziel ist es, durch verschiedene Bedingungen die Anzahl der Dimensionierungsgrößen auf ein Minimum zu reduzieren, siehe Abb. 2.14.

### 2.3.1 Wahl einer geeigneten Bauform

Zunächst muss für den Magnetkreis eine geeignete Anordnung gewählt werden. Die Anwendung sieht vor, dass der Primärkreis dauerhaft an der Maschine installiert bleibt und der Sekundärkreis, befestigt am Gehäuse des aktuierten Werkzeuges, jederzeit in die Spindel eingesetzt bzw. wieder entfernt werden kann. Mit dieser Einschränkung verbleiben die Formen, die in Abb. 2.13 dargestellt sind.

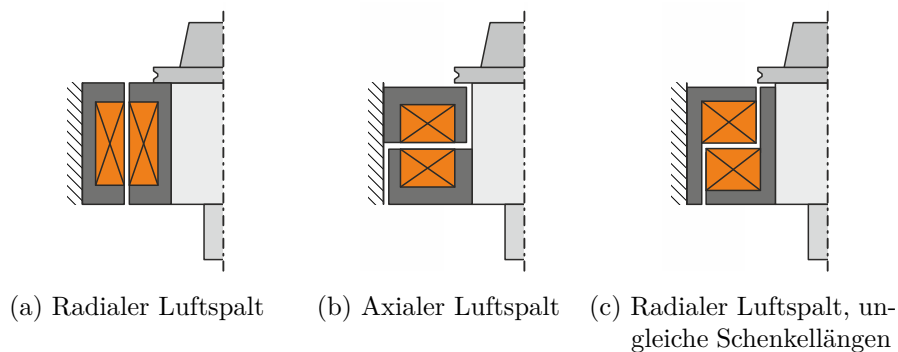


Abb. 2.13: Verschiedene Magnetkreisformen für den induktiven Energieübertrager

Von den dargestellten Formen ist die Variante mit radialem Luftspalt diejenige, bei der der Sekundärkreis den kleinsten Außenradius aufweist. Das ist von erheblichem Vorteil, da durch die hohe geforderte Spindeldrehzahl die Zentrifugalbelastung mit großem Radius ebenfalls sehr groß wird. Um diese so klein wie möglich zu halten, wird der radiale Luftspalt für den vorliegenden Anwendungsfall ausgewählt. Ein weiterer Vorteil ist, dass auch der Einfluss potenziell auftretender Exzentrizitäten bspw. durch unregelmäßige Spulenwicklung für kleine Radien einen kleineren Einfluss hat.

### 2.3.2 Auswahl geeigneter Materialien

**Spulenmaterial:** Die Spulen werden aus Kupferlackdraht gewickelt. Alternativ sind auch Aluminiumspulen denkbar. Aus mechanischer Sicht sind letztere überlegen. Da der Draht durch die Rotation eine Zugspannung erfährt, die proportional zur Dichte ist, wird Aluminiumdraht deutlich geringer belastet. Dabei ist die mechanische Festigkeit, also die Streckgrenze, für beide Materialien nahezu gleich. Als Maß hierfür kann das Verhältnis aus Zugspannung und Zugfestigkeit herangezogen werden,

$$\frac{\sigma_z}{R_e} = \frac{\rho}{R_e} \omega^2 r^2. \quad (2.43)$$

Da Winkelgeschwindigkeit und Radius der Drähte unabhängig von der Materialauswahl ist, ist der Faktor  $\rho R_e^{-1}$  für die Belastung maßgebend. Ungefähre Werte hierfür sind

$$\text{Kupfer: } \frac{\rho}{R_e} \approx \frac{8900 \text{ kg m}^{-3}}{160 \text{ N m}^{-2}} \approx 56 \frac{\text{kg}}{\text{N m}}, \quad \text{Aluminium: } \frac{\rho}{R_e} \approx \frac{2700 \text{ kg m}^{-3}}{120 \text{ N m}^{-2}} \approx 23 \frac{\text{kg}}{\text{N m}}.$$

Die gute elektrische und thermische Leitfähigkeit von Kupfer wurde jedoch als wichtiger eingestuft. Für einen höheren Kupferfüllfaktor könnten Flachdrahtspulen oder Folien spulen eingesetzt werden. Diese beiden Möglichkeiten wurden hier jedoch nicht vertieft untersucht.

**Eisenkreis:** Die kurz als Eisenkreis bezeichneten magnetisch flussleitenden Bauteile werden üblicherweise aus Stahl oder Ferrit hergestellt. Die Nutzung von Ferritwerkstoffen stellt eine effektive Möglichkeit der Wirbelstromunterdrückung dar, da diese im Wesentlichen elektrisch nicht leitfähig sind. Problematisch kann allerdings die niedrige Sättigungsflussdichte von Ferriten sein, vor allem dann, wenn der Bauraum stark begrenzt ist. Als Alternative bietet sich eine geblechte Flussleitung aus Stahl an. Durch die Blechung wird die für den Wirbelstrom zur Verfügung stehende Querschnittsfläche deutlich reduziert, womit der Widerstand steigt. Ein weiterer Nachteil von Ferriten ist die vergleichsweise geringe mechanische Festigkeit, vor allem bei Zugbelastung. Da der Sekundärkreis eine Rotation mit großer Drehzahl ausführt, werden auch die flussleitenden Teile auf Zug belastet. Aufgrund dieser beiden Nachteile wurde der Eisenkreis aus Transformatorblechen gefertigt. Die axial durchflossenen Bauteile sind als Wickelkerne realisiert, d. h. Hohlzylinder, die durch Aufwickeln eines Blechstreifens hergestellt werden. Die radial durchflossenen Bauteile sind als Stapel aus Ringblechen aufgebaut.

### 2.3.3 Entwurfskonzept

Es wird im Folgenden ein Entwurfskonzept beschrieben, das einen berührungslosen Energieübertrager anhand der notwendigen elektrischen Sekundärleistung und der vorgegebenen Primärbetriebsspannung ermittelt. Dabei sollen neben einiger anderer Vorgabegrößen vor allem die entscheidenden geometrische Beschränkungen eingehalten werden. Eine Skizze für das im Folgenden beschriebene Konzept ist in Abb. 2.14 zu sehen. Die verwendeten Größen sind, wie in Abb. 2.15 und 2.16 dargestellt, definiert. Der beschriebene Entwurfsprozess wurde vom Autor dieser Arbeit bereits in [SKS16] vorgestellt.

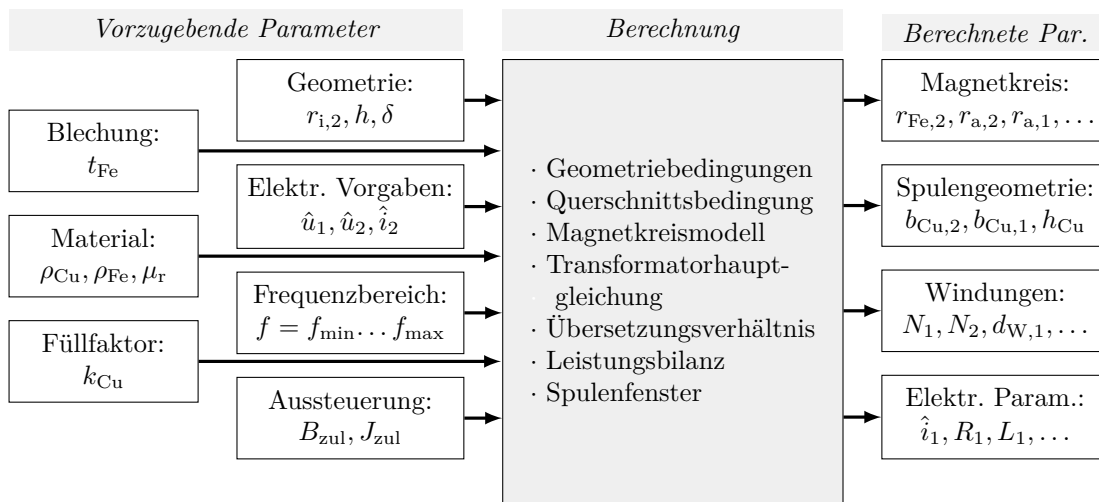


Abb. 2.14: Skizze des Entwurfsprozesses für die berührungslose Energieübertragung

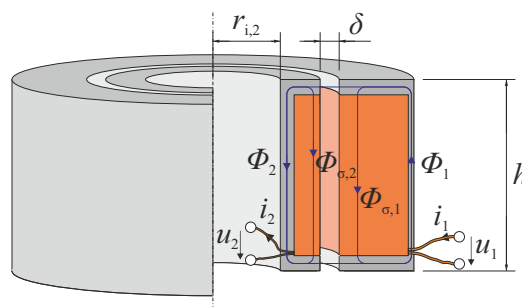


Abb. 2.15: Skizze des Magnetkreises

### 2.3.4 Mathematische Modellierung des Übertragers

#### Geometriebedingungen

Aus Abb. 2.16 können verschiedene Maßketten abgeleitet werden. Es ergeben sich die Bedingungen,

$$\begin{aligned} h &= 2 h_{\text{Fe}} + h_{\text{Cu}} \quad \Leftrightarrow \\ h_{\text{Fe}} &= 1/2 (h - h_{\text{Cu}}) \end{aligned} \quad (2.44)$$

sowie für die Radien

$$r_{a,2} = r_{\text{Fe},2} + b_{\text{Cu},2}, \quad (2.45)$$

$$r_{i,1} = r_{a,2} + \delta = r_{\text{Fe},2} + b_{\text{Cu},2} + \delta, \quad (2.46)$$

$$r_{\text{Fe},1} = r_{i,1} + b_{\text{Cu},1} = r_{\text{Fe},2} + b_{\text{Cu},1} + b_{\text{Cu},2} + \delta. \quad (2.47)$$

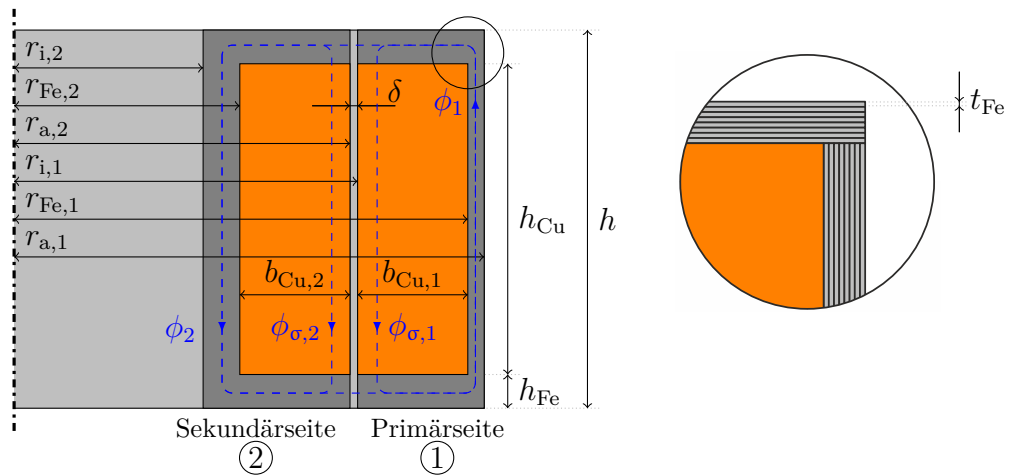


Abb. 2.16: Skizze des berührungslosen Energieübertragers mit geometrischen Größen und magnetischen Flüssen

### Querschnittsbedingung

Die Querschnittsfläche normal zum magnetischen Fluss sollte an allen Stellen gleich groß sein, um eine gleichmäßige Verteilung der magnetischen Flussdichte zu erzielen. In radial durchströmten Teilen ist die Fläche über den Radius veränderlich. An diesen Stellen wird die kleinstmögliche Fläche herangezogen, um zu gewährleisten, dass die Flussdichte an allen Stellen kleiner oder gleich der zulässigen Flussdichte ist. Es werden somit die in Abb. 2.17 gekennzeichneten Flächen zur Dimensionierung herangezogen,

$$A_{z,2} = \pi (r_{\text{Fe},2}^2 - r_{\text{i},2}^2), \quad (2.48)$$

$$A_{r,2} = 2\pi r_{\text{Fe},2} h_{\text{Fe}} = \pi r_{\text{Fe},2} (h - h_{\text{Cu}}), \quad (2.49)$$

$$A_{z,1} = \pi (r_{\text{a},1}^2 - r_{\text{Fe},1}^2). \quad (2.50)$$

Die Fläche  $A_{r,1} = 2\pi r_{\text{i},1} h_{\text{Fe}}$  ist grundsätzlich größer als die zur Dimensionierung verwendete Fläche  $A_{r,2}$ , wenn eine konstante Höhe  $h_{\text{Fe}}$  für Primär- und Sekundärseite angesetzt wird. Sie liefert somit keine Bedingung für den Entwurf.

Durch Gleichsetzen der Gleichungen (2.48) und (2.49), d. h. mit  $A_{z,2} = A_{r,2}$  folgt

$$h_{\text{Cu}} = (r_{\text{i},2}^2 + h r_{\text{Fe},2} - r_{\text{Fe},2}^2) / r_{\text{Fe},2}. \quad (2.51)$$

Mit (2.48) und (2.50) erhält man für  $A_{z,1} = A_{z,2}$ ,

$$r_{\text{a},1} = \sqrt{r_{\text{Fe},2}^2 + r_{\text{Fe},1}^2 - r_{\text{i},2}^2}, \quad (2.52)$$

wobei  $r_{\text{Fe},1}$  mit Gleichung (2.47) ersetzt werden kann.

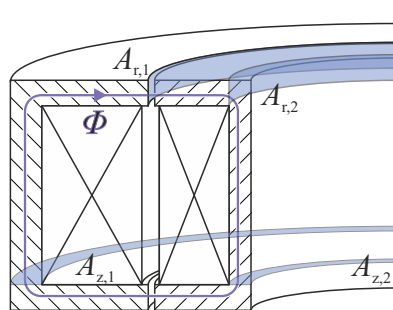


Abb. 2.17: Definition der Querschnittsflächen entlang des magnetischen Flusses

## Magnetkreismodell

Zur Ermittlung des magnetischen Widerstandes des Eisenkerns wird ein Netzwerkmodell verwendet. Das verwendete Netzwerk ist in Abb. 2.18 dargestellt.

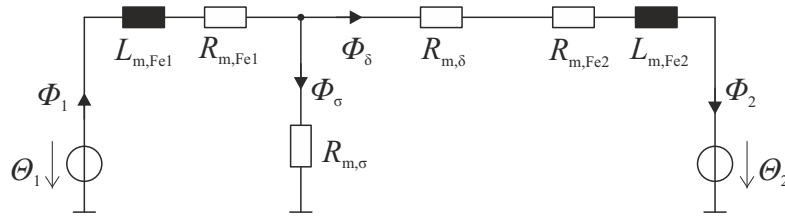


Abb. 2.18: Magnetisches Ersatzschaltbild

Das Modell beinhaltet die folgenden Komponenten:

- *Luftspaltwiderstand:*

Der magnetische Widerstand des Luftspaltes  $R_{m,\delta}$  ist für gängige Eisenkreisgeometrien der dominante Widerstand. Er berechnet sich aus der Luftspaltbreite  $\delta$  und der Querschnittsfläche des Luftspaltes,

$$R_{m,\delta} = \frac{2\delta}{\mu_0 A_\delta} = \frac{2\delta}{2\pi\mu_0 r_{a,2} h_{Fe}}. \quad (2.53)$$

Die Streuung um den Luftspalt sorgt dafür, dass der tatsächliche Widerstand eher kleiner ist als der mit Gleichung (2.53) abgeschätzte Wert.

- *Eisenkreiswiderstand:*

Die magnetischen Widerstände des Primäreisenkreises  $R_{m,Fe1}$  und des Sekundäreisenkreises  $R_{m,Fe2}$  werden als linear angenommen. Damit wird der Effekt der Sättigung nicht berücksichtigt. Da die Auslegung später so erfolgt, dass die maximale Flussdichte deutlich niedriger gewählt wird als die Sättigungsflussdichte, ist diese Näherung mit geringer Abweichung möglich. Die beiden Netzwerkelemente werden über die folgenden Beziehungen berechnet,

$$R_{m,Fe1} = \frac{2b_{Cu,1} + h_{Cu}}{\mu_0 \mu_r A_{z,2}}, \quad (2.54)$$

$$R_{m,Fe2} = \frac{2b_{Cu,2} + h_{Cu}}{\mu_0 \mu_r A_{z,2}}. \quad (2.55)$$



- *Streuwiderstand:*

Der magnetische Widerstand  $R_{m,\sigma}$  wird eingeführt, um den Streufluss in der Dimensionierung zu berücksichtigen. Da der Luftspalt einen signifikanten magnetischen Widerstand darstellt, schließt sich ein Teil des Flusses direkt über das Primärspulenfenster und ist somit nicht mehr wirksam um sekundärseitig eine Spannung zu induzieren. Der Streuflusswiderstand lässt sich, wie in Anhang A.4 gezeigt, über

$$R_{m,\sigma} = \frac{h_{Cu}}{\mu_0 \pi (r_{i,1} + b_{Cu,1}/3)} \quad (2.56)$$

abschätzen. Prinzipiell ist für eine detaillierte Modellierung auch ein Streuflusswiderstand sekundärseitig notwendig, jedoch wird an dieser Stelle im Hinblick auf eine überschaubare Komplexität des entstehenden Gleichungssystems darauf verzichtet. Die verfeinerte Modellierung wird in Kapitel 3 vorgenommen.

- *Wirbelstrominduktivität:*

Durch die vergleichsweise hochfrequente Anregung wird der Einfluss von Wirbelströmen signifikant. Wirbelströme können in Netzwerkmodellen in Form von magnetischen Induktivitäten abgebildet werden. Die Parametrisierung erfolgt durch Abschätzung des ohmschen Widerstandes für den sich ausprägenden elektrischen Strom im Magnetkreis. Die primär- und sekundärseitigen Wirbelstrominduktivitäten können daher berechnet werden mittels

$$L_{m,Fe1} = \frac{1}{R_{Fe,1}} \quad \text{und} \quad L_{m,Fe2} = \frac{1}{R_{Fe,2}}. \quad (2.57)$$

Der Widerstand ergibt sich aus der Widerstandsbemessungsgleichung,

$$R_{Fe,1} = \rho_{Fe} l_{ws,1}/A_{ws,1} \quad \text{und} \quad R_{Fe,2} = \rho_{Fe} l_{ws,2}/A_{ws,2}. \quad (2.58)$$

Der wesentliche Anteil der Wirbelströme tritt in den axial leitenden, gewickelten Kernteilen auf, da hier die magnetische Flussdichte höher ist. Daher werden die anderen Wirbelstromanteile zunächst vernachlässigt. Mit der Dicke einer Eisenblechschicht  $t_{Fe}$  kann die Querschnittsfläche ermittelt werden,

$$A_{ws,1} = A_{ws,2} = h_{Cu} t_{Fe}. \quad (2.59)$$

Die Länge des Wirbelstrompfades ergibt sich in guter Näherung aus der Summe der Bahnumfangslängen. Für den Sekundärkreis ergibt sich die Länge  $l_{\text{ws},2}$ ,

$$l_{\text{ws},2} = 2\pi r_{i,2} + 2\pi(r_{i,2} + t_{\text{Fe}}) + 2\pi(r_{i,2} + 2t_{\text{Fe}}) + \dots + 2\pi(r_{i,2} + nt_{\text{Fe}}), \quad (2.60)$$

wobei die Lagenanzahl  $n$  aus der Dicke des Paketes und der Schichtdicke berechnet werden kann,

$$n = \frac{r_{\text{Fe},2} - r_{i,2}}{t_{\text{Fe}}}. \quad (2.61)$$

Die Summe (2.60) kann umgeformt werden zu

$$l_{\text{ws},2} = \pi(n+1)(nt_{\text{Fe}} + 2r_{i,2}). \quad (2.62)$$

Für  $n \gg 1$  und mit Gleichung (2.61) folgt

$$l_{\text{ws},2} = \frac{\pi(r_{\text{Fe},2}^2 - r_{i,2}^2)}{t_{\text{Fe}}} \quad (2.63)$$

und somit

$$R_{\text{Fe},2} = \frac{\pi \rho_{\text{Fe}}(r_{\text{Fe},2}^2 - r_{i,2}^2)}{h_{\text{Cu}} t_{\text{Fe}}^2} \quad \text{bzw.} \quad L_{\text{m,Fe2}} = \frac{h_{\text{Cu}} t_{\text{Fe}}^2}{\pi \rho_{\text{Fe}}(r_{\text{Fe},2}^2 - r_{i,2}^2)}. \quad (2.64)$$

Ebenso kann mit dem primärseitigen Wirbelstrompfad vorgegangen werden. Es folgt dann

$$L_{\text{m,Fe1}} = \frac{h_{\text{Cu}} t_{\text{Fe}}^2}{\pi \rho_{\text{Fe}}(r_{a,1}^2 - r_{\text{Fe},1}^2)}. \quad (2.65)$$

- *Durchflutungsquellen:*

Die primäre und sekundäre Durchflutung  $\theta_1$  bzw.  $\theta_2$  werden in den nächsten Schritten bestimmt.

Aus dem Netzwerk mit den zuvor beschriebenen Komponenten werden an dieser Stelle nur sehr vereinfachte Ersatzelemente bestimmt, um ein lösbares Gleichungssystem möglichst geringer Komplexität zu erhalten. Die detailliertere Modellierung erfolgt in Kapitel 3.

Unter der Annahme, dass der Streuwiderstand deutlich größer ist als der Luftspaltwiderstand, also  $R_{m,\sigma} \gg R_{m,\delta}$ , können alle Komponenten, die von Primär- und Sekundärfluss durchströmt werden, zu einem einzigen Ersatzwiderstand zusammengefasst werden,

$$R_{m,ers} = R_{m,\delta} + R_{m,Fe1} + R_{m,Fe2} \quad \text{und} \quad L_{m,ers} = L_{m,Fe1} + L_{m,Fe2}. \quad (2.66)$$

Es ist weiterhin möglich, eine komplexe magnetische Impedanz  $Z_{m,ers}$  zu definieren,

$$Z_{m,ers} = R_{m,ers} + j \omega L_{m,ers}. \quad (2.67)$$

Für die späteren Berechnungen wird nun der Betrag dieser magnetischen Impedanz als magnetischer Gesamtwiderstand verwendet.

$$R_{m,ges} = |Z_{m,ers}| = \sqrt{R_{m,ers}^2 + (2 \pi f L_{m,ers})^2}. \quad (2.68)$$

Weiterhin wird der Streufaktor  $\sigma$  definiert. Er beschreibt den relativen Anteil des Streuflusses am Gesamtfluss, d. h.

$$\sigma = \frac{\phi_\sigma}{\phi_1}. \quad (2.69)$$

Erneut wird eine starke Vereinfachung vorgenommen, um diesen Wert zu bestimmen. Es wird angenommen, dass der Luftspaltwiderstand  $R_{m,\delta}$  der dominante magnetische Widerstand im Sekundärflusszweig ist. Damit werden  $R_{m,Fe2}$  und  $L_{m,Fe2}$  vernachlässigt. Es folgt damit

$$\sigma = \frac{R_{m,\delta}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma}}. \quad (2.70)$$

### Transformatorhauptgleichung

Die in der Literatur als Transformatorhauptgleichung [BS04, S. 315] bezeichnete Gleichung zur Bestimmung der Mindestquerschnittsfläche  $A_{\min}$  des Eisenkerns kann aus dem Induktionsgesetz hergeleitet werden, also

$$u_2(t) = \frac{d\Psi_2(t)}{dt} = N_2 \frac{d\phi_2(t)}{dt} = N_2 A_{\min} \frac{dB_2(t)}{dt}. \quad (2.71)$$

## (A) Harmonische Anregung:

Üblicherweise werden Transformatoren direkt am Netz betrieben. Damit ergibt sich eine (u. U. bzgl. der Primärspannung phasenverschobene) Sinusfunktion für die magnetische Flussdichte, d. h.

$$B(t) = \hat{B} \sin(2\pi f t + \varphi_0), \quad (2.72)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = 2\pi f \hat{B} \cos(2\pi f t + \varphi_0). \quad (2.73)$$

Unter der Vorgabe einer zulässigen Flussdichte, also  $\hat{B} = B_{\text{zul}}$ , sind Amplitude und Effektivwert der Sekundärspannung gegeben als

$$\hat{u}_2 = 2\pi f N_2 B_{\text{zul}} A_{\text{min}}, \quad (2.74)$$

$$u_{2,\text{eff}} = 2\pi/\sqrt{2} f N_2 B_{\text{zul}} A_{\text{min}}. \quad (2.75)$$

Somit folgt für die sekundäre Windungszahl mit  $A_{\text{min}} = A_{z,2}$

$$N_2 = \frac{\hat{u}_2}{2\pi f B_{\text{zul}} A_{z,2}}. \quad (2.76)$$

## (B) Anregung mit Rechteckspannung:

Im vorliegenden Fall wird die Primärseite mit einer Rechteckspannung mit der Frequenz  $f = T^{-1}$  angesteuert. Damit ergibt sich eine Dreieckfunktion für die magnetische Flussdichte

$$B(t) = \hat{B} \begin{cases} 4ft, & 0 \leq t < T/4 \\ -4ft + 2, & T/4 \leq t < 3T/4 \\ 4ft - 4, & 3T/4 \leq t < T \end{cases} \quad (2.77)$$

$$\frac{dB(t)}{dt} = 4f \hat{B} \begin{cases} -1, & T/4 \leq t < 3T/4 \\ 1, & \text{sonst} \end{cases}. \quad (2.78)$$

Die Sekundärspannung ist somit wieder eine Rechteckspannung mit der Amplitude, bzw. dem Effektivwert

$$\hat{u}_2 = u_{2,\text{eff}} = 4f N_2 B_{\text{zul}} A_{\text{min}}. \quad (2.79)$$

Mit der vorhandenen Querschnittsfläche  $A_{\min} = A_{z,2}$  folgt umgestellt nach  $N_2$  folgt für Rechteckanregung

$$N_2 = \frac{\hat{u}_2}{4 f B_{zul} A_{z,2}}. \quad (2.80)$$

### Übersetzungsverhältnis

Die Anpassung des Übersetzungsfaktor  $\gamma$  an den Streufaktor erfolgt über das Induktionsgesetz. Die primär- und sekundärseitig induzierten Spannungen lauten

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad \text{und} \quad u_2 = N_2 \frac{d\phi_2}{dt}. \quad (2.81)$$

Der sekundärseitige Fluss  $\phi_2$  kann berechnet werden unter Nutzung des zuvor definierten Streufaktors

$$\phi_2 = \phi_1 - \phi_\sigma = (1 - \sigma) \phi_1. \quad (2.82)$$

Aus den Gleichungen (2.81) und (2.82) folgt

$$\frac{d\phi_1}{dt} = \frac{u_1}{N_1} = \frac{u_2}{N_2} (1 - \sigma). \quad (2.83)$$

Umgestellt nach  $N_1$  folgt

$$N_1 = N_2 (1 - \sigma) \frac{u_1}{u_2}. \quad (2.84)$$

### Leistungsbilanz

Anders als am idealen Transformator gilt am realen Transformator keine Gleichheit von eingehender und ausgehender elektrischer Leistung. Die Ausgangsscheinleistung ist aufgrund der Streuung verringert und reduziert sich um die Leerlaufblindleistung  $p_1^{LL}$ . Im Leerlauf wird sekundärseitig keine Leistung umgesetzt, primärseitig fließt am realen Transformator jedoch trotzdem ein Strom bei angelegter Spannung, da die Primärspule

als induktive Last wirkt. Die Leerlaufleistung kann also als Leistung über einer Induktivität berechnet werden,

$$p_1^{LL} = u_{1,L} i_{1,L} = L_1 \frac{di_{1,L}}{dt} i_{1,L}. \quad (2.85)$$

mit der primärseitigen Induktivität  $L_1$ , welche sich aus Windungszahl und magnetischem Widerstand abschätzen lässt,

$$L_1 = \frac{N_1^2}{R_{m,ges}}. \quad (2.86)$$

Für die Leistungsbilanz folgt damit

$$u_1 i_1 = u_2 i_2 + L_1 \frac{di_1^{LL}}{dt} i_1^{LL}. \quad (2.87)$$

Die zeitliche Ableitung des Primärstroms ist abhängig von der Form der Anregung. Wie zuvor dargestellt, gilt für

(A) harmonische Anregung

$$\max \left( \frac{di_1^{LL}}{dt} \right) = 2 \pi f \hat{i}_1^{LL}, \quad (2.88)$$

(B) rechteckförmige Anregung

$$\max \left( \frac{di_1^{LL}}{dt} \right) = 4 f \hat{i}_1^{LL}. \quad (2.89)$$

Nachfolgend wird für den Ableitungsfaktor allgemein  $\alpha$  verwendet, sodass gilt

$$\max \left( \frac{di_1^{LL}}{dt} \right) = \alpha f \hat{i}_1^{LL}. \quad (2.90)$$

Damit folgt aus Gleichung (2.87) für die Amplituden

$$\hat{u}_1 \hat{i}_1 = \hat{u}_2 \hat{i}_2 + \alpha f L_1 \hat{i}_1^{LL 2}, \quad (2.91)$$

$$\hat{u}_1 \hat{i}_1 = \hat{u}_2 \hat{i}_2 + \frac{\hat{u}_1^2}{\alpha f L_1}. \quad (2.92)$$

Umgestellt nach  $\hat{i}_1$  folgt

$$\hat{i}_1 = \frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \hat{i}_2 + \frac{\hat{u}_1}{\alpha f L_1}. \quad (2.93)$$

### Spulenfenster

Über die Durchflutungen

$$\hat{\theta}_2 = N_2 \hat{i}_2 = J_{\text{zul}} k_{\text{Cu}} h_{\text{Cu}} b_{\text{Cu},2}, \quad (2.94)$$

$$\hat{\theta}_1 = N_1 \hat{i}_1 = J_{\text{zul}} k_{\text{Cu}} h_{\text{Cu}} b_{\text{Cu},1} \quad (2.95)$$

können die beiden Spulen dimensioniert werden. Über die Gleichung

$$\hat{\theta}_1 = N_1 \hat{i}_1 = R_{\text{m,ges}} B_{\text{zul}} A_{\text{z},2} \quad (2.96)$$

kann der Magnetkreis unter Vorgabe einer zulässigen Flussdichte  $B_{\text{zul}}$  dimensioniert werden.

### Lösung des Gleichungssystems

Die Gleichungen (2.44) bis (2.94) ergeben ein Gleichungssystem  $\mathbf{f}_1$ ,

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{f}_1(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_2), \quad (2.97)$$

welches analytisch nach den Ausgangsgrößen  $\mathbf{y}_1$  gelöst werden kann. Der Vektor  $\mathbf{x}_1$  enthält die Menge der Eingangsgrößen aus Abb. 2.14. Es verbleiben nun noch zwei Unbekannte,  $r_{\text{Fe},2}$  und  $b_{\text{Cu},1}$ . Diese bilden den Vektor  $\mathbf{y}_2$ ,

$$\mathbf{y}_2 = [r_{\text{Fe},2}, b_{\text{Cu},1}]^T. \quad (2.98)$$

Diese beiden verbleibenden Parameter werden über die Gleichungen (2.95) und (2.96) ermittelt, welche als implizite Gleichungen vorliegen und nicht analytisch lösbar sind. Das Gleichungssystem hat somit die Struktur

$$\mathbf{f}_2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_2) = 0. \quad (2.99)$$

Die Lösung der impliziten Gleichungen erfolgt numerisch mit den Parametern aus Tab. 2.5. Das Ergebnis der Berechnung ist in Abb. 2.19 dargestellt. Hier sind zum Einen die geometrischen Abmessungen angegeben, die sich aus der Dimensionierung ergeben, zum Anderen ist der im Folgenden zur Validierung des Entwurfskonzeptes genutzte Versuchsaufbau im Konstruktionsschnitt und als Fotografie gezeigt.

Tab. 2.5: Eingangsgrößen für die Dimensionierung

Größe		Wert
<b>geometrische Größen</b>		
Innenradius	$r_{i,2}$	27.5 mm
Bauraumhöhe	$h$	60 mm
Luftspalt	$\delta$	1 mm
Blechdicke des Magnetkreises	$t_{\text{Fe}}$	0.25 mm
<b>elektrische Größen</b>		
Primärspannung	$\hat{u}_1$	$230 \sqrt{2} \text{ V}$
Sekundärspannung	$\hat{u}_2$	900 V
Kurzschlussstrom sekundärseitig	$\hat{i}_2$	3 A
Frequenz	$f$	500 Hz
zulässige Stromdichte	$J_{\text{zul}}$	$4.5 \cdot 10^6 \text{ A m}^{-2}$
Kupferfüllfaktor	$k_{\text{Cu}}$	0.6
spezifischer Widerstand, Kupfer	$\rho_{\text{Cu}}$	$1.7 \cdot 10^{-8} \Omega \text{ m}$
spezifischer Widerstand, Eisen	$\rho_{\text{Fe}}$	$1.7 \cdot 10^{-7} \Omega \text{ m}$
<b>magnetische Größen</b>		
zulässige Flussdichte	$B_{\text{zul}}$	1.2 T
relative Permeabilität	$\mu_{\text{r}}$	1800



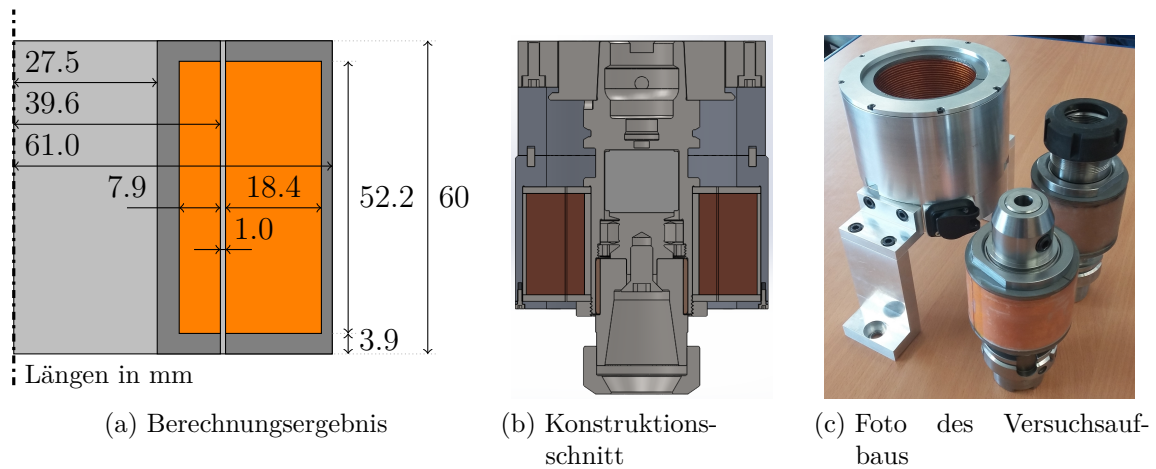


Abb. 2.19: Entwickelter induktiver Energieübertrager

### 2.3.5 Parametervariation

Um allgemeingültige Aussagen über den Entwurf eines solchen Energieübertragers zu erhalten, wird der Einfluss der anwendungsspezifischen Parameter untersucht. Es erfolgt eine Variation der Bauraumhöhe  $h$ , des Innenradius  $r_{i,2}$ , des Luftspaltes  $\delta$ , der Blechdicke  $t_{Fe}$  sowie der nominalen Frequenz  $f$  und des Sekundärstroms  $\hat{i}_2$ . Dabei wird jeweils die Auswirkung auf die resultierende Baugröße des berührungslosen Energieübertragers untersucht. Hierbei ist vor allem der Außenradius des Sekundärkreises  $r_{a,2}$  von Interesse. Dieser sollte aufgrund der großen Drehzahl so klein wie möglich sein. Der Außenradius des Primärkreises  $r_{a,1}$  wird ebenso berechnet. Auch dieser Parameter sollte möglichst klein sein, um eine kompakte Bauform zu erzielen, jedoch ist diese Zielstellung in der geplanten Anwendung von geringerer Priorität.

**Bauraumhöhe:** Der Einfluss der Bauraumhöhe  $h$  ist in Abb. 2.20a gezeigt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der benötigte Bauraum in radialer Richtung sinkt, wenn er in axialer Richtung vergrößert wird. Da die Spulenquerschnittsfläche im Wesentlichen durch die Leistungsanforderung bestimmt wird, ist zu erwarten, dass die Querschnittsfläche des gesamten Übertragers ungefähr konstant bleibt. Zusätzlich sorgt die Streuung für eine Reduktion der Spulenbreite bei steigender Höhe. Es kann somit gezeigt werden, dass die Höhe so groß wie möglich gewählt werden sollte, wenn der radiale Bauraumbedarf minimiert werden soll.

**Innenradius:** Der Innenradius  $r_{i,2}$  hat, wie in Abb.2.20b zu erkennen, nahezu keinen Einfluss auf die primär- und sekundärseitigen Spulenbreiten. Auch der Eisenquerschnitt ist annähernd unabhängig von diesem Parameter. Der Radius  $r_{Fe,2}$  steigt somit nahezu linear mit dem Innenradius und somit auch die Außenradien von Primär- und Sekundärkreis. Das bedeutet, dass der Innenradius so klein wie möglich gewählt werden sollte um den Bauraumbedarf zu minimieren.

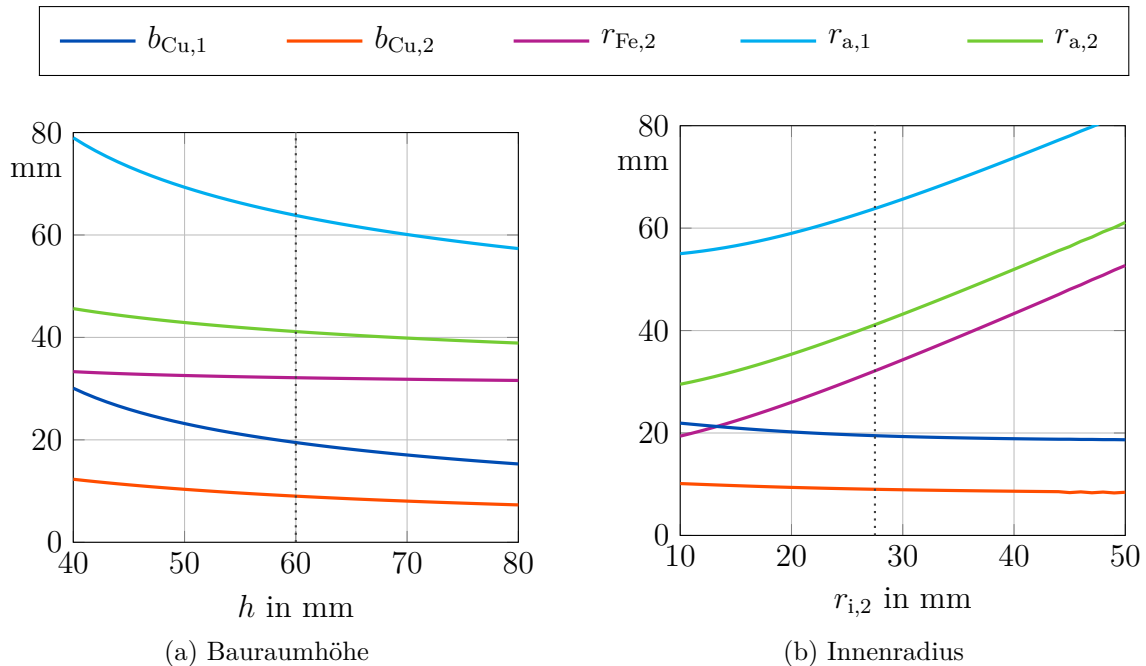


Abb. 2.20: Einfluss der Bauraumanforderungen auf die Baugröße

**Luftspalt:** Die Wahl des Luftspaltes  $\delta$  wirkt sich, wie in Abb. 2.21a gezeigt, im Wesentlichen auf den Primärkreis aus. Im Sekundärkreis bleiben Spulenbreite und Eisenquerschnitt annähernd konstant, sodass der sekundärseitige Außenradius ebenfalls keine bedeutende Veränderung aufweist. Um den größeren magnetischen Widerstand überwinden zu können, der sich aus einem größeren Luftspalt ergibt, wird primärseitig eine größere Durchflutung benötigt. Dies zieht wiederum eine größere Spule nach sich. Darüberhinaus steigt der Streufaktor mit steigendem Luftspalt, was ebenso zu einer größeren benötigten Durchflutung führt. Der Außenradius des Primärkreises  $r_{a,1}$  wächst aufgrund dieser beiden Ursachen überproportional mit  $\delta$ . Der Luftspalt sollte dementsprechend so gering wie möglich gewählt werden. Grenzen liegen hier in den

Fertigungstoleranzen und der Justagegenauigkeit zwischen Primär- und Sekundärkreis während der Montage.

**Blechedicke:** Der in Abb. 2.21b gezeigte Zusammenhang zwischen Baugröße und Blechedicke des Eisenkreises  $t_{Fe}$  zeigt eine große Ähnlichkeit zu der Betrachtung des Luftspaltinflusses. Auch hier ist eine nur geringe Veränderung des Sekundärkreises zu erkennen. Der Primärkreis dagegen wird deutlich größer, wenn dickere Bleche für den Eisenkreis verwendet werden. Die Ursache hierfür ist, dass sich dickere Bleche positiv auf Wirbelströme auswirken. Wie in Gleichung (2.68) deutlich wird, steigt damit der magnetische Widerstand, womit auch die primärseitige Durchflutung steigen muss. Die Blechedicke sollte also so klein wie möglich gewählt werden, wobei die Berechnung nicht berücksichtigt, dass mit feinerer Blechung auch der Eisenfüllfaktor sinkt.

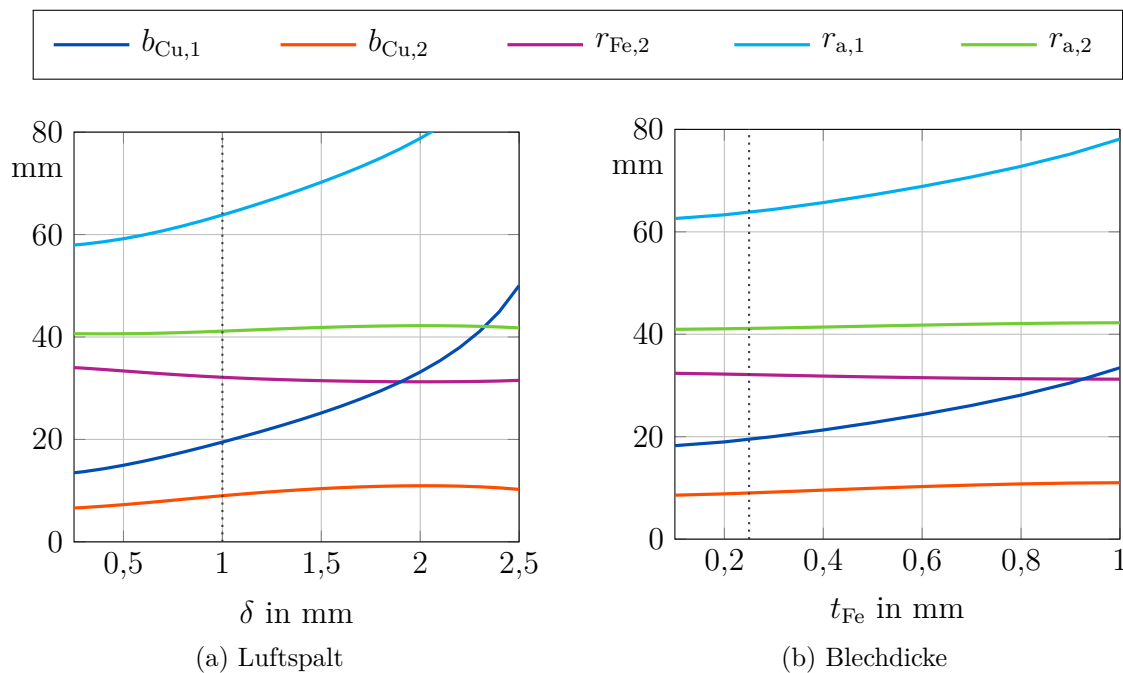


Abb. 2.21: Einfluss weiterer geometrischer Parameter auf die Baugröße

**Frequenz:** In Abb. 2.22a ist der Einfluss der Wahl der Nennfrequenz  $f$  auf die Baugröße dargestellt. Es zeigt sich, dass alle Geometriegrößen mit steigender Nennfrequenz sinken. Diese Tendenz ist für Transformatoren üblich. Durch die Berücksichtigung der

Wirbelströme tritt bei hohen Frequenzen wieder eine Vergrößerung der Primärspulenbreite auf. Im dargestellten Frequenzbereich kann dieser Effekt jedoch vernachlässigt werden. Der Energieübertrager kann somit umso kleiner gebaut werden, je höher die Nennfrequenz ist. Im vorliegenden Fall soll der Energieübertrager in einem großen Frequenzbereich betrieben werden. Die Analyse des Verhaltens für verschiedene Anregungsfrequenzen wird daher in Kapitel 4 genauer untersucht.

**Sekundärstrom:** Die Variation des Sekundärstromes  $\hat{i}_2$  ist aufgrund der festgelegten Sekundärspannung  $\hat{u}_2$  gleichbedeutend mit einer Variation der zu übertragenden elektrischen Leistung. Das Ergebnis der Untersuchung ist in Abb. 2.22b dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Baugröße des Energieübertragers mit steigender Leistung ebenfalls ansteigt. Die Charakteristik von  $r_{\text{Fe},2}$  zeigt, dass zur Übertragung großer Leistungen ein großer Eisenquerschnitt benötigt wird. Ebenso steigen die Spulenquerschnittsflächen. Erwartungsgemäß zeigt die Untersuchung, dass der Bauraum des Übertragers minimal wird, wenn die zu übertragende Leistung klein ist.

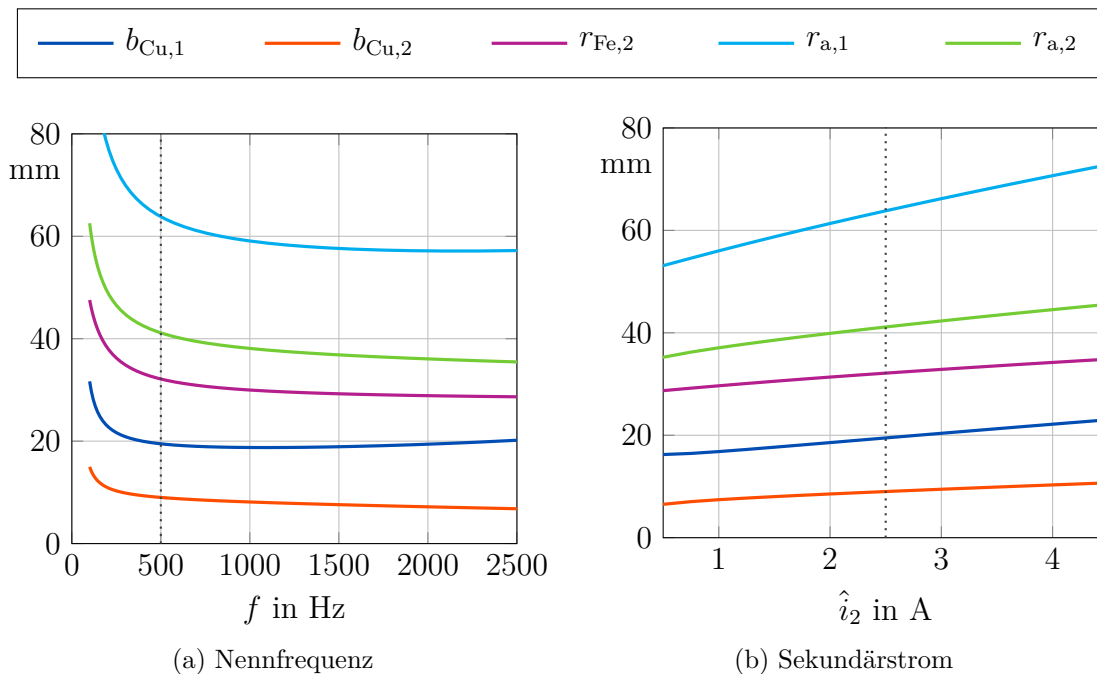


Abb. 2.22: Einfluss der Leistungsanforderung auf die Baugröße

### 2.3.6 Modellvalidierung

Um die Anwendbarkeit des vorgeschlagenen Modells zu belegen, wird das Verhalten des Energieübertragers anhand des Leerlauf- und des Kurzschlussverhaltens untersucht. Zunächst wird eine Analyse mit finiten Elementen durchgeführt, anschließend erfolgt ein Vergleich mit experimentellen Daten.

**Finite Elemente Analyse:** Mithilfe der Simulationssoftware Ansoft Maxwell wurde eine FEM-Analyse des Magnetkreises mit elektrischer Kosimulation durchgeführt. Der Magnetkreis wurde in Form einer rotationssymmetrischen 2D-Geometrie modelliert. Die primär- und sekundärseitige Durchflutung wurde jeweils mit einem elektrischen Netzwerk gekoppelt. Auf diese Weise konnte die Sekundärspule sowohl im Leerlauf- als auch im Kurzschlussbetrieb simuliert werden. Die Primärspule wurde dabei mit einer Rechteckspannung angeregt. Zusätzlich wurden im elektrischen Netzwerk die beiden Spulenwiderstände berücksichtigt. Die Simulation beinhaltete auch die Wirkung von Wirbelströmen. Die Ergebnisse sind in Abb. 2.23a und 2.23b dargestellt.

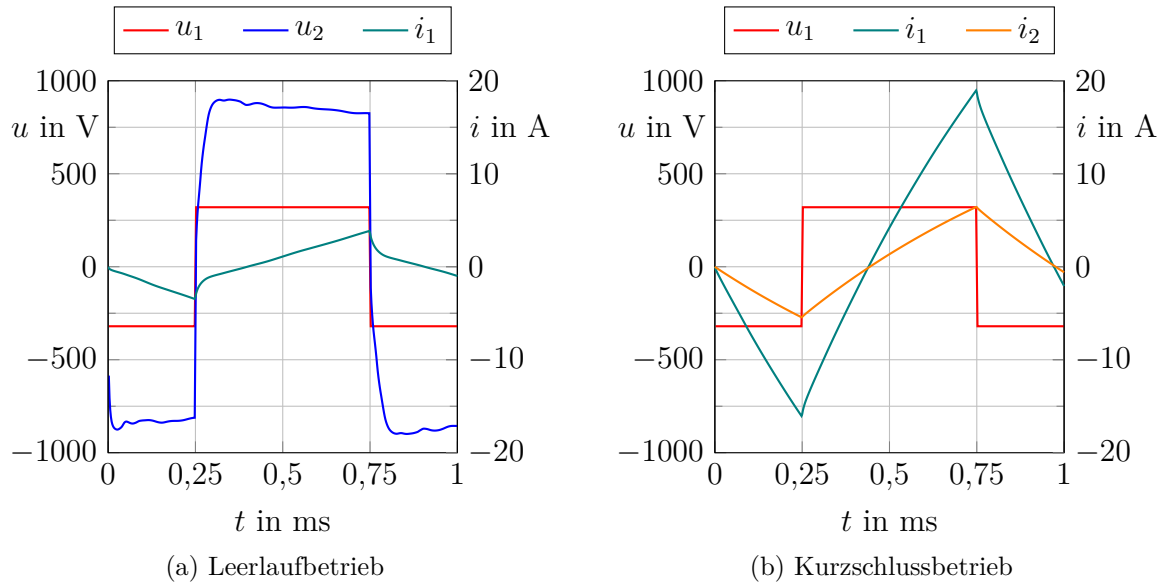


Abb. 2.23: Ergebnis der FE-Analyse

In den Diagrammen ist eine Abweichung zwischen den simulierten Werten und den in Tab. 2.5 vorgegebenen Größen zu erkennen. Besonders deutlich wird dies am Beispiel

des Sekundärstroms, der auf einen Wert ansteigt, der etwa doppelt so groß ist wie die Vorgabe. Diese Abweichung lässt sich mit der niedrigen Komplexität des vorgeschlagenen magnetischen Modells erklären. Hier können weitere Untersuchungen zu einer deutlich verbesserten Entwurfsgüte führen. Die Leerlaufsekundärspannung stimmt hingegen gut mit den Zielvorgaben überein.

**Experimentelle Untersuchung des Leerlauf- und Kurzschlussverhaltens:** Mithilfe des experimentellen Versuchsaufbaus, welcher in Abb. 2.19c dargestellt ist, wurden ebenfalls Untersuchungen zu Leerlauf- und Kurzschlussverhalten durchgeführt. Die gemessenen Daten sind in Abb. 2.24 dargestellt. Auffällig ist dabei, dass die Ansteuersignalform nicht identisch ist mit der Ansteuerung in der FE-Analyse. Die Ursache dafür liegt in der Dimensionierung der Leistungselektronik. Da der Primärstrom im Kurzschlussbetrieb sehr groß wird, wurde die Einschaltdauer zum Schutz der Transistoren reduziert. Da die Grundfrequenz nicht verändert wurde, ergab sich ein aussetzender Betrieb. Weitere Informationen hierzu folgen in Kap. 2.4.

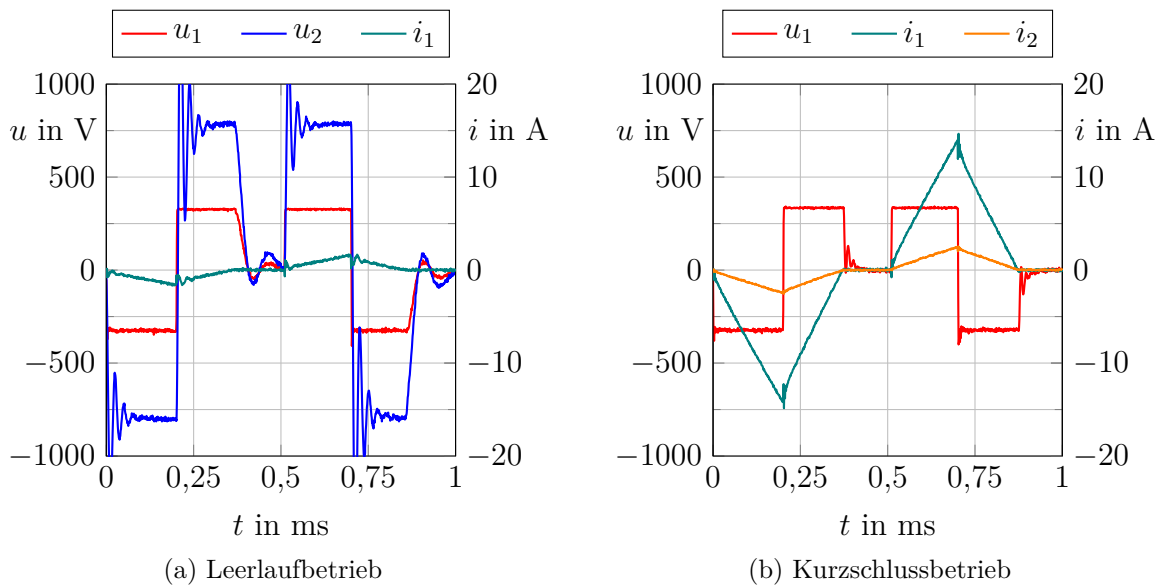


Abb. 2.24: Messergebnisse des Leerlauf- und Kurzschlussversuches

Im Leerlaufversuch wird deutlich, dass die Sekundärspannung mit einer Amplitude von etwa 790 V signifikant niedriger ist als erwartet. Auffällig ist außerdem, dass sowohl

im Leerlauf- als auch im Kurzschlussversuch ein deutliches Überspringen in den gemessenen Signalen auftritt. Dies ist mit parasitären Kapazitäten durch die lagenweise Wicklung der Spulen zu erklären. Dieser Effekt wird vernachlässigbar, wenn im angestrebten Betrieb der piezoelektrische Aktor angeschlossen ist, da seine Kapazität sehr viel größer ist als die parasitären Kapazitäten.

Im Kurzschlussversuch steigt der Sekundärstrom auf einen Wert von etwa 2.5 A. Wenn die Transistoren für die halbe Periodendauer eingeschaltet worden wären, wäre dieser allerdings weiter angestiegen. Mittels linearer Extrapolation lässt sich ein Maximalwert von etwa 3.7 A abschätzen.

**Zusammenfassung der Simulations- und Messdaten:** In Tab. 2.6 sind die Ergebnisse der FE-Analyse und der Messung aufgelistet. Es wird deutlich, dass es Abweichungen zwischen Ziel und Messung in allen Parametern gibt. Da jedoch auch die Übereinstimmung zwischen FE-Analyse und Messung nicht sehr gut ist, werden die Abweichungen als akzeptabel eingestuft.

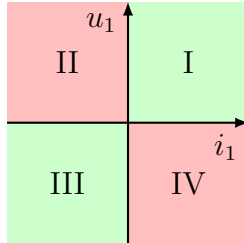
Tab. 2.6: Vergleich zwischen Zielparametern und simulierten sowie gemessenen Werten

<i>Parameter</i>		<i>Ziel</i>	<i>FEM</i>	<i>Messung, extrapoliert</i>
Leerlaufsekundärspannung	$\hat{u}_2^{LL}$	900 V	850 V	790 V
Kurzschlusssekundärstrom	$\hat{i}_2^{KS}$	3 A	5.5 A	3.7 A
Leerlaufprimärstrom	$\hat{i}_1^{LL}$	4.0 A	4.0 A	2.7 A
Kurzschlussprimärstrom	$\hat{i}_1^{KS}$	16.3 A	17.5 A	21.0 A

## 2.4 Elektronikentwurf

Die elektrische Ansteuerung muss einen Vier-Quadranten-Betrieb ermöglichen. Die Bezeichnung Quadrant bezieht sich auf die erreichbaren Betriebsbereiche im Spannung-Strom-Diagramm, welches schematisch in Abb. 2.25 gezeigt ist. Der Betrieb im I. und III. Quadranten ermöglicht die Ansteuerung mit positiver und negativer Spannung. Wenn diese Betriebsbereiche alternierend angesteuert werden, kann ein mittelwertfreies Spannungssignal erreicht werden. Dies ist für die Ansteuerung des Transformators nötig, da nur Wechselspannung übertragen werden kann. Die Notwendigkeit des II. und

IV. Quadranten ergibt sich aus der Fähigkeit der Last, Energie zu speichern und somit auch zurückzuspeisen.



I : Positiv einschalten

II : Freilauf nach Abschalten der negativen Versorgung

III: Negativ einschalten

IV: Freilauf nach Abschalten der positiven Versorgung

Abb. 2.25: Veranschaulichung des Vier-Quadranten-Betriebs

Geeignete Grundschaltungen für den Vier-Quadranten-Betrieb sind die Vollbrücke und die bipolar versorgte Halbbrücke.

Die Vollbrücke, deren Schaltplan in Abb. 2.26a gezeigt ist, benötigt im Gegensatz zur Halbbrücke nur eine Versorgungsspannung für den bipolaren Betrieb, weshalb diese Topologie in der Praxis deutlich weiter verbreitet ist.

Für den Betrieb am Netz gibt es einfache Gleichrichterschaltungen, die aus der Netzspannung direkt eine bipolare Gleichspannungsversorgung erzeugen, wodurch das Argument der einfacheren Versorgung der Vollbrücke im vorliegenden Fall irrelevant ist.

Vorteil der Halbbrücke, deren Schaltplan in Abb. 2.26b dargestellt ist, ist die geringe Anzahl der Schalter. Es werden nur 2 Transistoren anstelle der 4 Transistoren in der Vollbrücke benötigt. Dementsprechend ist auch der Aufwand für die Ansteuerelektronik etwas geringer. Aus diesem Grund wurde hier eine bipolare Halbbrücke entwickelt.

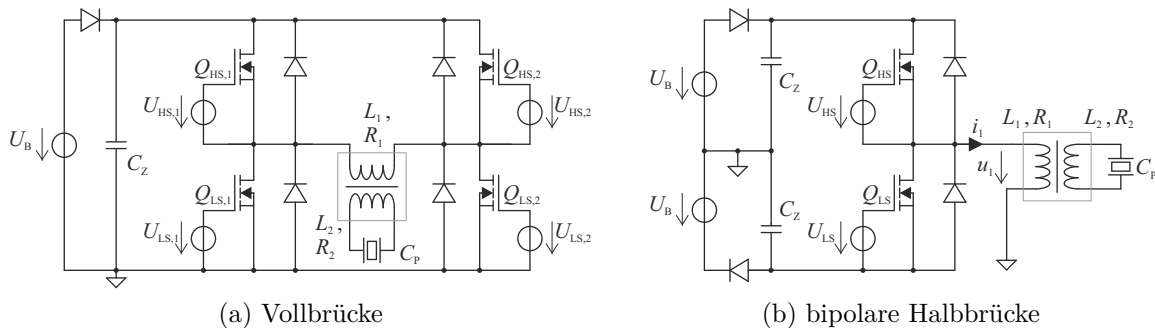


Abb. 2.26: Mögliche Schaltungstopologien



Die Ansteuerung der Halbbrückentransistoren  $Q_{HS}$  und  $Q_{LS}$  muss so erfolgen, dass niemals beide Transistoren gleichzeitig eingeschaltet werden, da dies die Spannungsversorgung kurzschließen würde. In der Praxis wird zur sicheren Vermeidung dieses Kurzschlusses üblicherweise noch eine kurze Sperrzeit zwischen dem Ausschalten eines Transistors und dem Einschalten des anderen eingefügt. Die Ansteuerung erfolgt üblicherweise alternierend, woraus sich verschiedene Stromflusspfade ergeben. Die verschiedenen Pfade sind in Abb. 2.27 eingezeichnet. Die Halbbrücke kann in zwei verschiedenen Modi betrieben werden, dem kontinuierlichen Betrieb und dem aussetzenden Betrieb.

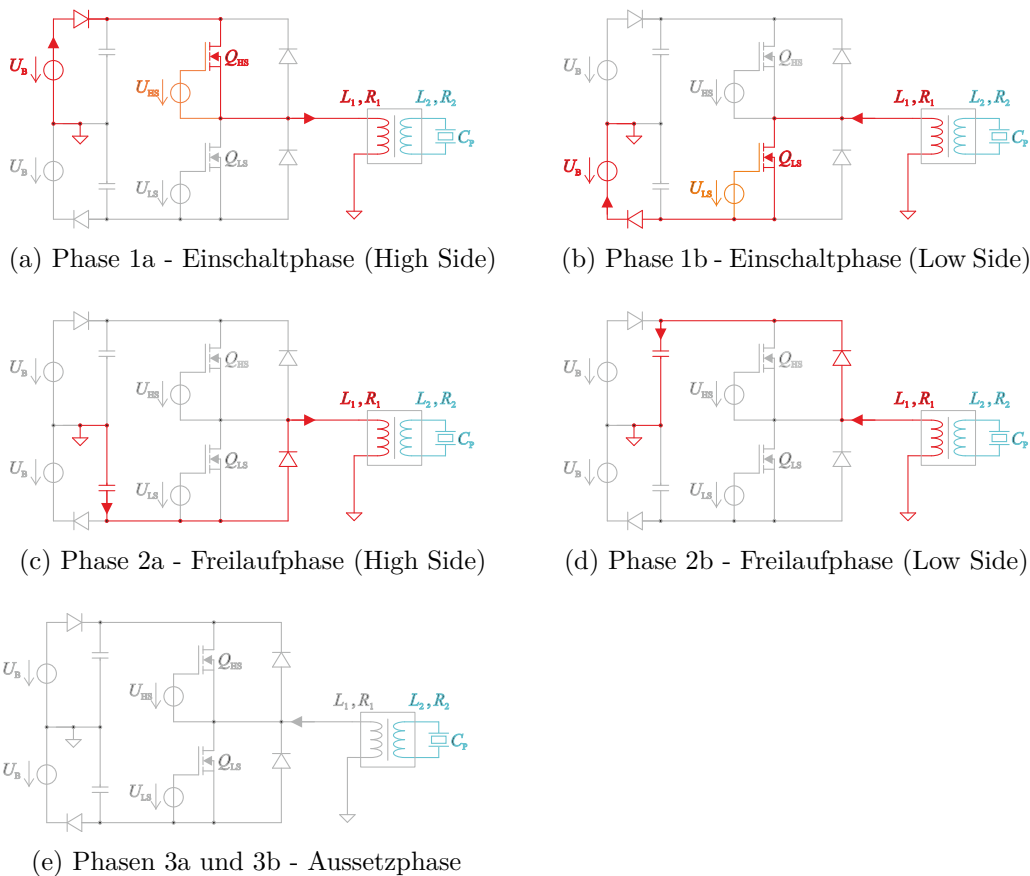


Abb. 2.27: Strompfade des Wechselrichters

Wie in Abb. 2.28a schematisch dargestellt, wird im kontinuierlichen Betrieb der Strom im Lastpfad nie für längere Zeit Null. Einer der beiden Transistoren wird immer eingeschaltet bevor der Strom auf den Wert Null fällt. Somit wechseln sich immer aktive

Phase und Freilaufphase ab, die Spannung an der Last  $u_1$  wechselt regelmäßig das Vorzeichen. Es ergeben sich daraus die möglichen Phasenfolgen aus Abb. 2.29a. Dabei ist allerdings anzumerken, dass für die Erzeugung eines mittelwertfreien Spannungssignals die Ansteuerfolgen  $2a \rightarrow 1a$  und  $2b \rightarrow 1b$  nicht zulässig sind.

Im aussetzenden Betrieb wird der Strom im Lastpfad regelmäßig für eine bestimmte Zeitdauer Null, wie in Abb. 2.28b dargestellt ist. In diesem Modus folgt auf die aktive Phase und die Freilaufphase noch eine Leerlaufphase, während der die Spannung an der Last  $u_1$  Null ist oder durch Erregung der Sekundärseite des Transformators bestimmt wird. Die möglichen Phasenfolgen für den aussetzenden Betrieb sind in Abb. 2.29b dargestellt. Zur Erzeugung einer mittelwertfreien Ansteuerspannung sind die Phasenfolgen  $3a \rightarrow 1a$  und  $3b \rightarrow 1b$  nicht zulässig.

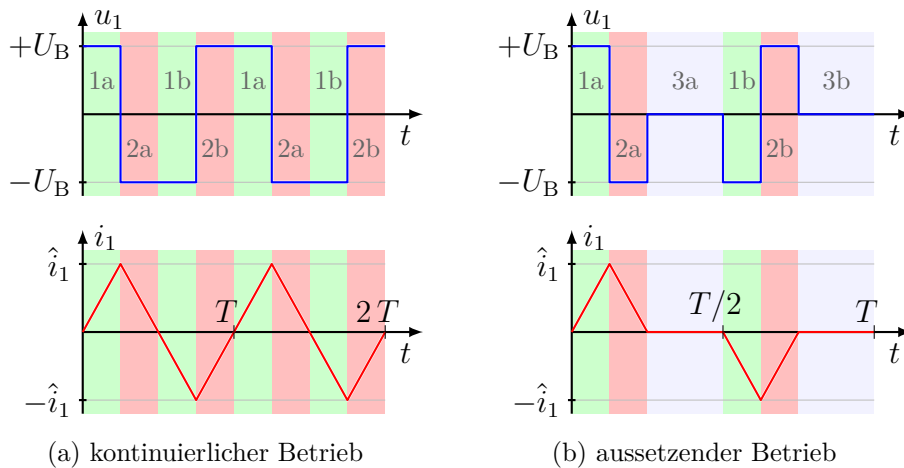


Abb. 2.28: Prinzipielle Spannungs- und Stromverläufe am Beispiel einer idealen Induktivität bei alternierender Ansteuerung

Im vorliegenden Fall werden die Transistoren mit niedriger Frequenz geschaltet. Aufgrund der Eigendynamik des angeschlossenen elektromechanischen Systems liegt der aussetzende Betrieb vor. Darauf wird in Kapitel 3.3 detaillierter eingegangen.

Während der Freilaufphase wird die Energie, welche in der Einschaltphase in das System eingebracht wurde, wieder abgebaut bzw. zurückgespeist. Diese zurückgespeiste Energiemenge wird in den Zwischenkreiskapazitäten  $C_Z$  gespeichert. Dabei steigt die Kondensatorspannung über die eigentliche Betriebsspannung an. Um einen Stromrückfluss in die Quelle, hier das Netz, zu vermeiden, sind Dioden in Sperrrichtung verbaut.

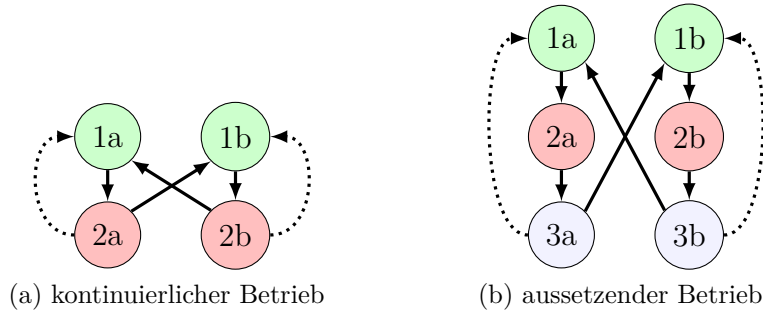


Abb. 2.29: Mögliche Phasenfolgen in den beiden Betriebsmodi

In der auf die Freilaufphase anschließenden Einschaltphase fließt der Strom zunächst nur aus der Zwischenkreiskapazität in die Last. Erst wenn die Zwischenkreisspannung wieder kleiner ist als die Betriebsspannung fließt zusätzlich Strom aus der Gleichspannungsquelle. Damit von einer konstanten Versorgungsspannung der Halbbrücke ausgegangen werden kann, muss die Zwischenkreiskapazität so groß gewählt werden, dass der Spannungshub der Zwischenkreisspannung  $\Delta\hat{u}_B$  klein ist. Eine Abschätzung anhand der Primärinduktivität  $L_1$  kann erfolgen über eine Energiebilanz

$$\frac{1}{2} L_1 \hat{i}_1^2 = \frac{1}{2} C_Z \Delta\hat{u}_B^2, \quad (2.100)$$

$$C_Z = L_1 \frac{\hat{i}_1^2}{\Delta\hat{u}_B^2}. \quad (2.101)$$

Das als Versuchsaufbau realisierte System wurde direkt aus dem Netz gespeist. Die Gleichrichtung ergibt eine Betriebsspannung  $U_B$  von 325 V. Wie bereits eingangs in Kapitel 2 erwähnt, kann diese Spannung in gewissen Grenzen frei gewählt werden. Im Wesentlichen wird dies durch verfügbare Halbleiterschalter vorgegeben. Die maximale Betriebsspannung wird begrenzt durch die Durchbruchspannung der Transistoren. Für Leistungs-MOSFETs liegt diese Grenze derzeit in der Größenordnung von 1000 V. Oberhalb kämen dann noch IGBTs oder Thyristoren in Frage. Die Mindestbetriebsspannung wird durch den resultierenden Primärstrom bestimmt. Je kleiner die Primärspannung, desto größer wird der Primärstrom. Da übliche Leiterplatten nur geringe Kupferschichtdicken von 35  $\mu\text{m}$  bis 70  $\mu\text{m}$  haben, lassen sich große Leiterquerschnitte nur mit erheblichem Aufwand realisieren, sodass Ströme auf eine Amplitude von 20 A

beschränkt werden sollten. Im vorliegenden Fall ist diese Beschränkung möglich, wie auch aus Kapitel 2.3.4 hervorgeht.

Als zusätzliche Funktionen werden Strom- und Spannungsmessung vorgesehen, um diese Größen jederzeit überwachen zu können. Ein prinzipieller Schaltplan ist in Abb. 2.30 zu sehen. Die Strommessung wird im Wesentlichen dazu genutzt, eine potenzielle Überschreitung des maximal zulässigen Stroms zu detektieren. In diesem Fall werden beide Transistoren ausgeschaltet. Die Spannungsmessung wird später zur Regelung der Einschaltzeit verwendet. Dieses Vorgehen wird in Kapitel 3.3 bzw. Anhang E erläutert. Die Transistoransteuerung wird von einem Mikrocontroller, speziell *Atmega16A*, übernommen.

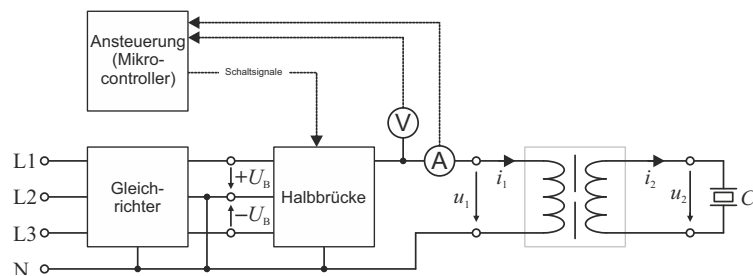


Abb. 2.30: Verschaltungsplan der elektronischen Komponenten

Das entwickelte Leistungsstellglied ist im Anhang in Abb. B.1 gezeigt, der detaillierte Schaltplan ist in Abb. B.2 abgebildet.

---

# Modellierung des Gesamtsystems

---

Nachdem in Kapitel 2 die einzelnen Systemkomponenten in Wesentlichen unabhängig voneinander entworfen wurden, folgt in diesem Kapitel eine Modellierung des Gesamtsystems, mit dem es möglich sein wird, das Zusammenwirken zu analysieren und den Zeitverlauf des Bewegungsprofils vorauszuberechnen.

Für die Modellbildung wird das Gesamtsystem zunächst in vier Subsysteme aufgeteilt, den elektrischen Primär- und Sekundärkreis, den Magnetkreis und das mechanische System. Die charakteristischen Differenzialgleichungen der Subsysteme werden anschließend zu einem Gesamtmodell zusammengefasst, welches als lineares, zeitinvariantes Zustandsraummodell formuliert wird.

Der Inhalt dieses Kapitels wurde vom Autor in den wesentlichen Zügen bereits in [SS18] veröffentlicht.

## 3.1 Modellbildung

### 3.1.1 Elektrischer Primärkreis mit Ansteuerelektronik

Der Primärkreis ist der stationäre Teil des berührungslosen Energieübertragungssystems. Wie in Abb. 3.1a gezeigt ist, besteht dieses Subsystem aus der elektrischen Anregungsspannung  $u_1$ , dem Widerstand der Primärspule  $R_1$  und der induzierten Spannung in der Primärspule  $\dot{\psi}_1$ , wobei  $\psi_1$  den primärseitigen, verketteten magnetischen Fluss bezeichnet. Die Anregung wird anstelle der tatsächlich entworfenen elektronischen Schaltung in Form einer idealen Spannungsquelle modelliert. Die Maschengleichung lautet

$$u_1 = R_1 i_1 + \dot{\psi}_1 = R_1 i_1 + N_1 \dot{\phi}_1, \quad (3.1)$$

wobei  $N_1$  die Anzahl der Windungen in der Primärspule bezeichnet. Über den primärseitigen magnetischen Fluss  $\phi_1$  entsteht die Kopplung zum magnetischen Subsystem. Die Parameter  $R_1$  und  $N_1$  sind die Ergebnisse des Entwurfs in Kapitel 2.3.

In den Widerstand  $R_1$  können prinzipiell auch alle primärseitigen Leitungs- und Kontaktwiderstände einbezogen werden, gleiches gilt für die Durchlasswiderstände der Halbleiterschalter. Die verwendeten Leistungs-MOSFETs besitzen allerdings Durchlasswiderstände, die so klein sind, dass sie gegenüber dem primären Wicklungswiderstand vernachlässigbar sind. Aus diesem Grund ist in der nachfolgenden Betrachtung in  $R_1$  nur der tatsächliche Wicklungswiderstand berücksichtigt, so wie er im Entwurf in Kapitel 2.3 aus der Leitfähigkeit, der Drahtlänge und dem Drahtdurchmesser abgeschätzt wurde.

### 3.1.2 Elektrischer Sekundärkreis

Der Sekundärkreis ist der rotierende Teil des berührungslosen Energieübertragungssystems einschließlich des daran angeschlossenen piezoelektrischen Aktors. Letzterer kann über die Bauelementgleichung

$$\begin{bmatrix} F_P \\ q_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_P & -\alpha \\ \alpha & C_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_P \\ u_P \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

beschrieben werden. Der elektromechanische Übertragungsfaktor  $\alpha$  koppelt die mechanischen und elektrischen Größen des Aktors. Somit ergibt sich neben der kapazitiven Wirkung mit der Blockierkapazität  $C_B$  auch ein Stromfluss infolge der Geschwindigkeit  $\dot{x}_P$  des Aktors. Dieses lineare Modell berücksichtigt keine Umpolarisationsverluste wie Hysterese und dielektrische Verluste.

Wie in Abb. 3.1b gezeigt ist, besteht das Subsystem neben dem elektrischen Ersatzschaltbild des Aktors aus der sekundärseitig induzierten Spannung  $\dot{\psi}_2$  und dem Widerstand der Sekundärspule  $R_2$ .

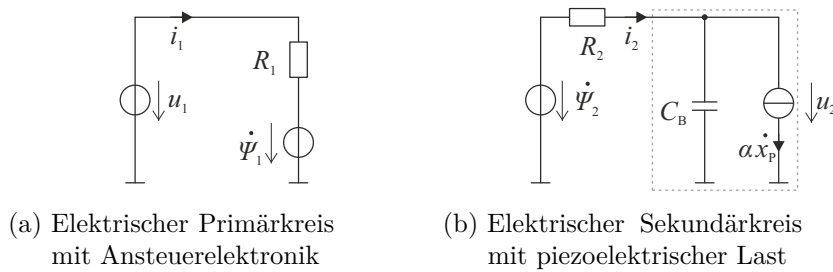


Abb. 3.1: Ersatzschaltbilder für die Modellierung der beiden elektrischen Subsysteme

Die Maschengleichung lautet

$$\dot{\psi}_2 = N_2 \dot{\phi}_2 = R_2 i_2 + u_2, \quad (3.3)$$

wobei  $N_2$  die Anzahl der Windungen in der Sekundärspule bezeichnet. Über den sekundärseitigen magnetischen Fluss  $\phi_2$  entsteht die Kopplung zum magnetischen Subsystem. Über die Geschwindigkeit  $\dot{x}_P$  besteht die Kopplung zum mechanischen Modell.

Eine weitere Gleichung kann über den Knotensatz aufgestellt werden. Dieser führt auf

$$i_2 = C_B \dot{u}_2 + \alpha \dot{x}_P. \quad (3.4)$$

Auch diese Gleichung ist über die Geschwindigkeit  $\dot{x}_P$  mit dem mechanischen Modell gekoppelt. Die Parameter  $C_B = C_L - \alpha^2 k_P^{-1}$  und  $\alpha = F_B U_{\max}^{-1}$  folgen aus dem Datenblatt des in Kapitel 2.1 ausgewählten Aktors.

### 3.1.3 Magnetkreis

Der Magnetkreis besteht aus dem stationären Primärteil und dem rotierenden Sekundärteil. Diese beiden Teile sind voneinander durch einen Luftspalt getrennt, welcher den magnetischen Widerstand  $R_{m,\delta}$  hat. Durch das Einbringen eines Luftspaltes in den magnetischen Flusspfad treten auch Streuflüsse auf, die im Modell mittels der magnetischen Widerstände  $R_{m,\sigma 1}$  und  $R_{m,\sigma 2}$  berücksichtigt werden sollen. Durch den großen Frequenzbereich der Ansteuerung ist es außerdem wichtig, Wirbelströme im Modell zu erfassen. Dies wird über magnetische Induktivitäten,  $L_{m,Fe1}$  und  $L_{m,Fe2}$ , realisiert, welche seriell mit den magnetischen Widerständen  $R_{m,Fe1}$  und  $R_{m,Fe2}$  der primären bzw. sekundären Eisenkreise verbunden sind. Die Erregung von magnetischen Flüssen kann sowohl aus der Durchflutung der Primärspule  $\Theta_1$  als auch aus der Durchflutung der Sekundärspule  $\Theta_2$  erfolgen. Aus diesen Anforderungen ergibt sich ein Netzwerk wie es in Abb. 3.2 dargestellt ist.

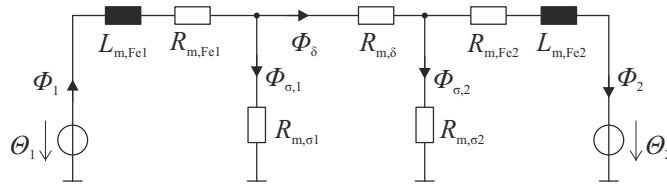


Abb. 3.2: Ersatzschaltbild für den Magnetkreis

Aus dem Netzwerk werden drei Maschengleichungen abgeleitet,

$$\Theta_1 = N_1 i_1 = R_{m,Fe1} \phi_1 + L_{m,Fe1} \dot{\phi}_1 + R_{m,\sigma 1} (\phi_1 - \phi_\delta), \quad (3.5)$$

$$\Theta_2 = N_2 i_2 = -R_{m,Fe2} \phi_2 - L_{m,Fe2} \dot{\phi}_2 + R_{m,\sigma 2} (\phi_\delta - \phi_2), \quad (3.6)$$

$$R_{m,\delta} \phi_\delta = R_{m,\sigma 1} (\phi_1 - \phi_\delta) - R_{m,\sigma 2} (\phi_\delta - \phi_2). \quad (3.7)$$

Über die Ströme  $i_1$  und  $i_2$  besteht die Kopplung zu den elektrischen Subsystemen.

### 3.1.4 Mechanisches Subsystem

Das mechanische Subsystem besteht aus den bewegten Massen, speziell der Lastmasse  $m_L$  und der Masse des Aktors  $m_P$ , den Dämpfungskonstanten der Last  $d_L$  und des



Aktors  $d_P$  und den Steifigkeiten, sowohl der Steifigkeit der zur Vorspannung benötigten Gelenkstruktur  $k_L$  als auch der Aktorsteifigkeit  $k_P$ . Das Ersatzschaltbild ist in Abb. 3.3 dargestellt.

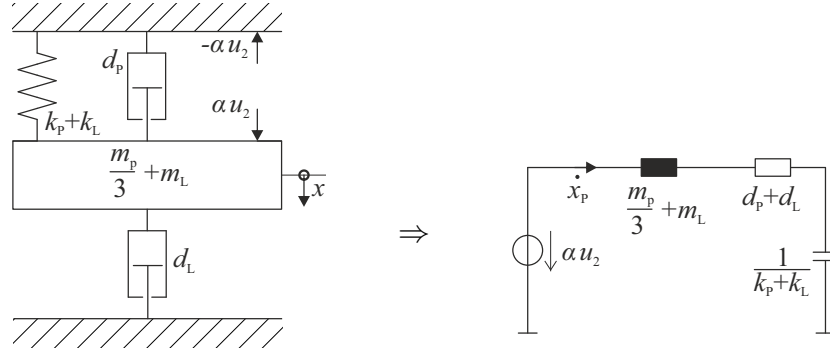


Abb. 3.3: Ersatzschaltbild für das mechanische Subsystem

Da der piezoelektrische Aktor einseitig eingespannt ist, wird nicht seine gesamte Masse bewegt. In Anhang A.2 ist gezeigt, dass die wirksame Masse auf ein Drittel der Gesamtmasse absinkt.

Die Maschengleichung lautet

$$\alpha u_2 = \left(\frac{m_P}{3} + m_L\right) \ddot{x}_P + (d_P + d_L) \dot{x}_P + (k_P + k_L) x_P. \quad (3.8)$$

### 3.1.5 Gesamtmodell

Aus den Gleichungen (3.1) bis (3.8) wird das Gesamtmodell aufgestellt. Gleichung (3.7) kann genutzt werden, um den Luftspaltfluss  $\phi_\delta$  zu berechnen,

$$\phi_\delta = \frac{R_{m,\sigma 1}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}} \phi_1 + \frac{R_{m,\sigma 2}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}} \phi_2. \quad (3.9)$$

Mittels Gleichung (3.1) kann der Primärstrom  $i_1$  in Gleichung (3.5) ersetzt werden,

$$i_1 = \frac{1}{R_1} u_1 - \frac{N_1}{R_1} \dot{\phi}_1. \quad (3.10)$$

Analog dazu kann mittels Gleichung (3.3) der Sekundärstrom  $i_2$  in Gleichung (3.6) ersetzt werden,

$$i_2 = \frac{N_2}{R_2} \dot{\phi}_2 - \frac{1}{R_2} u_2. \quad (3.11)$$

Die verbleibenden Gleichungen bilden ein System 5. Ordnung, welches als Zustandsraummodell

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{d} u. \quad (3.13)$$

formuliert wird. Der Zustandsvektor wird gewählt als

$$\mathbf{x} = [x_P \quad \dot{x}_P \quad u_2 \quad \phi_1 \quad \phi_2]^T, \quad (3.14)$$

die Eingangsgröße ist die Primärspannung,

$$u = u_1. \quad (3.15)$$

Der Ausgangsvektor wird gewählt als

$$\mathbf{y} = [x_P \quad u_2 \quad \phi_1 \quad \phi_2 \quad i_1 \quad i_2]^T. \quad (3.16)$$

Die Matrizen  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{C}$  und  $\mathbf{d}$  ergeben sich damit wie nachfolgend angegeben,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{k_L + k_P}{m_L + \frac{m_P}{3}} & -\frac{d_L + d_P}{m_L + \frac{m_P}{3}} & \frac{\alpha}{m_L + \frac{m_P}{3}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{m,\sigma 1} c_{m,1} + R_{m,Fe1}}{\frac{N_1^2}{R_1} + L_{m,Fe1}} & \frac{c_{m,3}}{\frac{N_1^2}{R_1} + L_{m,Fe1}} \\ 0 & 0 & \frac{\frac{N_2}{R_2}}{\frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2}} & \frac{c_{m,3}}{\frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2}} & -\frac{R_{m,\sigma 2} c_{m,2} + R_{m,Fe2}}{\frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2}} \\ 0 & -\frac{\alpha}{C_B} & -\frac{\frac{L_{m,Fe2}}{R_2}}{C_B \left( \frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2} \right)} & \frac{\frac{N_2}{R_2} c_{m,3}}{C_B \left( \frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2} \right)} & -\frac{\frac{N_2}{R_2} (R_{m,\sigma 2} c_{m,2} + R_{m,Fe2})}{C_B \left( \frac{N_2^2}{R_2} + L_{m,Fe2} \right)} \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{N_1}{R_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad (3.18)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_1}{R_1} (R_{m,\sigma 1} c_{m,1} + R_{m,Fe1}) & -\frac{N_1}{R_1} c_{m,3} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_1^2}{R_1^2 + L_{m,Fe1}} & \frac{N_1^2}{R_1^2 + L_{m,Fe1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_2}{R_2} c_{m,3} & -\frac{N_2}{R_2} R_{m,\sigma 2} c_{m,2} + R_{m,Fe2} & -\frac{L_{m,Fe2}}{R_2} \\ 0 & 0 & \frac{N_2^2}{R_2^2 + L_{m,Fe2}} & -\frac{N_2^2}{R_2^2 + L_{m,Fe2}} & -\frac{N_2^2}{R_2^2 + L_{m,Fe2}} \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{L_{m,Fe1}}{R_1} & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (3.20)$$

Zur besseren Lesbarkeit der angegebenen Matrizen wurden die Abkürzungen

$$c_{m,1} = \frac{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 2}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}, \quad (3.21)$$

$$c_{m,2} = \frac{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}, \quad (3.22)$$

$$c_{m,3} = \frac{R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}, \quad (3.23)$$

eingeführt.

## 3.2 Analyse im Frequenzbereich

Mithilfe der Laplace-Transformation kann das Zustandsraummodell in den Frequenzbereich transformiert werden,

$$\begin{array}{lcl} \dot{\mathbf{x}} & = & \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{b} u \\ \mathbf{y} & = & \mathbf{C} \mathbf{x} + \mathbf{d} u \end{array} \quad \begin{array}{l} \circ \text{---} \bullet \\ \bullet \text{---} \circ \end{array} \quad \begin{array}{l} s \mathbf{x}(s) = \mathbf{A} \mathbf{x}(s) + \mathbf{b} u(s) \\ \mathbf{y}(s) = \mathbf{C} \mathbf{x}(s) + \mathbf{d} u(s) \end{array}. \quad (3.24)$$

Der Vektor der Übertragungsfunktionen  $\mathbf{G}(s)$ , für den  $\mathbf{y}(s) = \mathbf{G}(s)u(s)$  gilt, folgt durch Umstellen der beiden transformierten Gleichungen,

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b} + \mathbf{d}. \quad (3.25)$$

In Abb. 3.4 ist der Frequenzgang für die vier wichtigsten Systemausgänge für einen beispielhaften Parametersatz gezeigt. Es wird deutlich, dass das System zwei Resonanzstellen aufweist. Eine Eigenfrequenz resultiert aus dem Schwingkreis, der aus der sekundärseitigen Induktivität und der Aktorkapazität gebildet wird. Die zweite Eigenfrequenz ist die mechanische Eigenfrequenz aus Masse und Steifigkeit. Zusätzlich tritt eine Antiresonanz und eine Polstelle auf.

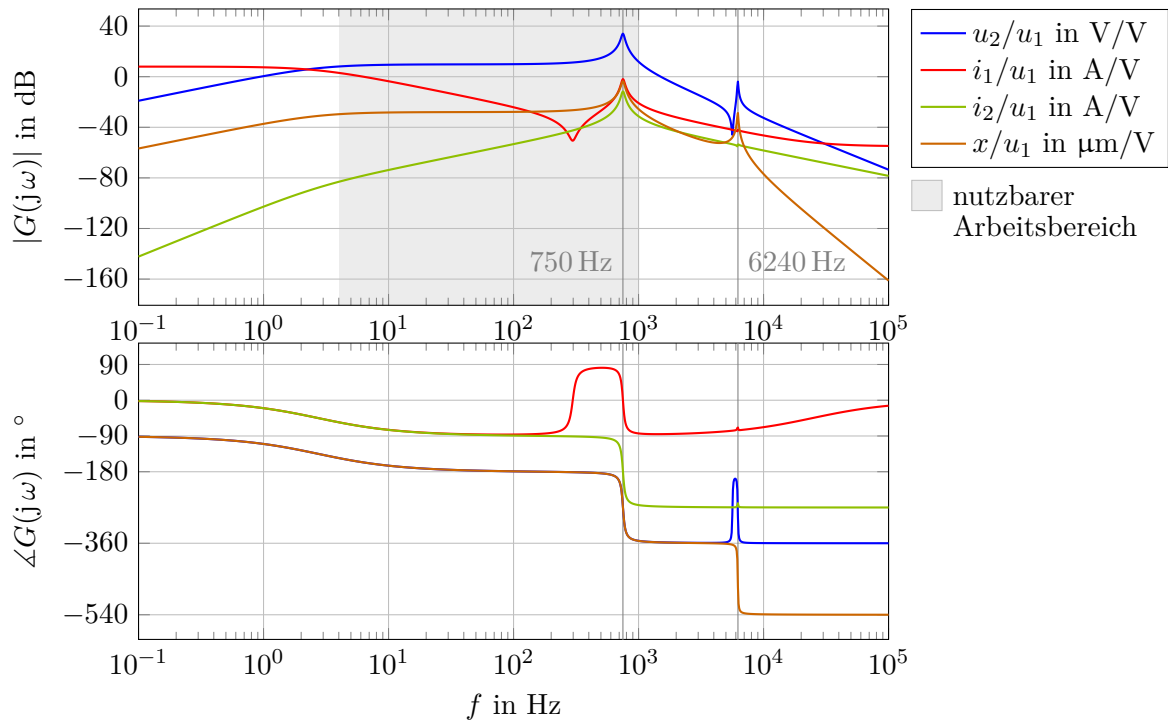


Abb. 3.4: Frequenzgang des Gesamtsystems

Der nutzbare Arbeitsfrequenzbereich ist der Arbeitsbereich, in dem der Aktorhub bei gegebener Anregespannung größer als ein mindestens zu erreichender Wert ist. Im Diagramm ist der Bereich markiert, der sich jeweils bis zu einem Amplitudenabfall von  $-3\text{ dB}$  ergibt. Zu prüfen ist dabei allerdings bei der praktischen Realisierung, ob die-

ser Frequenzbereich möglicherweise noch durch die auftretenden Stromamplituden beschränkt wird.

Erst in diesem Schritt des Entwurfs kann eine Aussage darüber getroffen werden, ob der geforderte Frequenzbereich erreicht werden kann. Sollte dies nicht der Fall sein, müssen die Entwurfseingangsgrößen angepasst werden.

Um einen ungefähren Eindruck zu vermitteln, welchen Einfluss die anfangs festgelegten Parameter auf die Lage der Eigenfrequenzen haben, wurde, wie bereits in Kapitel 2.3 beschrieben, eine Parametervariation durchgeführt. Der gesamte Entwurfsprozess, der in dieser Arbeit vorgestellt wird, basiert auf der Vorgabe eines Hubes und einer Stellkraft, die die Bewegung des Fräasers charakterisieren. Daher wurden diese beiden Parameter als Variationsgrößen ausgewählt. Für eine feste Frequenz geben diese Größen die zu übertragende Leistung vor, d. h. die Variation von Hub und Kraft entsprechen jeweils auch einer Variation der Sekundärleistung. Infolgedessen, dass sich die Aktorabmessungen mit Hub- und Kraftanforderungen verändern, verändert sich neben der Leistung auch die Bauform des Energieübertragers. Es ergeben sich damit, wie auch in Abb. 3.5 deutlich wird, unterschiedliche Ergebnisse für beide Variationsuntersuchungen.

**Variation des geforderten Hubes bei gleicher Stellkraft:** In Abb. 3.5a ist die Abhängigkeit der mechanischen und elektrischen Eigenfrequenz vom vorgegebenen Hub dargestellt. Es zeigt sich prinzipiell für beide Eigenfrequenzen eine mit steigendem Hub fallende Charakteristik. Die elektrische Eigenfrequenz verringert sich nur in geringem Ausmaß. Die Erklärung hierfür liegt darin, dass mit steigender Hubanforderung die Aktorlänge ansteigt, dementsprechend steigt auch die Aktorkapazität, d. h.  $C_P \sim l$ . Mit steigender Aktorkapazität steigt der benötigte Aktorstrom. Um diesen zu erreichen, sinkt die Sekundärinduktivität. Die elektrische Eigenfrequenz ergibt sich aus dem Produkt von Kapazität und Induktivität,  $f_{0,\text{elek}} = \sqrt{L_2 C_P}^{-1}$ . Da beide Parameter jeweils unterschiedliche Tendenzen zeigen, bleibt die Eigenfrequenz nahezu konstant. Die mechanische Eigenfrequenz zeigt dagegen eine sehr deutliche Veränderung für verschiedene Hubvorgaben. Diese Abhängigkeit lässt sich erklären mit der Gleichung  $f_{0,\text{mech}} = \sqrt{k m^{-1}}$ , da für die Steifigkeit  $k \sim l^{-1}$  gilt. Die Masse hingegen bleibt annähernd konstant, da die Lastmasse  $m_L$  konstant und deutlich größer als die bewegte Aktormasse, welche proportional mit der Aktorlänge anwächst, also  $m_P \sim l$ . Es folgt damit für die mechanische Eigenfrequenz ungefähr  $f_{0,\text{mech}} \sim l^{-1/2}$ .

**Variation der geforderten Stellkraft bei gleichem gefordertem Hub:** Abb. 3.5b zeigt die Abhängigkeit der Eigenfrequenzen von den Vorgaben für die Stellkraft. Es zeigt sich ein deutlich geringerer Einfluss dieses Parameters auf die elektrische Eigenfrequenz. Die mechanische Eigenfrequenz zeigt dagegen eine deutlich Abhängigkeit von der Kraftvorgabe. Erneut lässt sich dies über die Gleichung  $f_{0,\text{mech}} = \sqrt{k m^{-1}}$  zeigen. Die Steifigkeit  $k$  ist proportional zur Aktorquerschnittsfläche, die wiederum proportional zur Kraft ist, also  $k \sim F$ . Die Masse ist aufgrund der Dominanz der Lastmasse gegenüber der Aktormasse auch in diesem Fall nahezu konstant. Es ergibt sich für die mechanische Eigenfrequenz ungefähr die Abhängigkeit  $f_{0,\text{mech}} \sim l^{1/2}$ . Die elektrische Eigenfrequenz ist nahezu konstant. Hier lässt sich dieselbe Argumentation wie im vorangegangenen Abschnitt heranziehen.

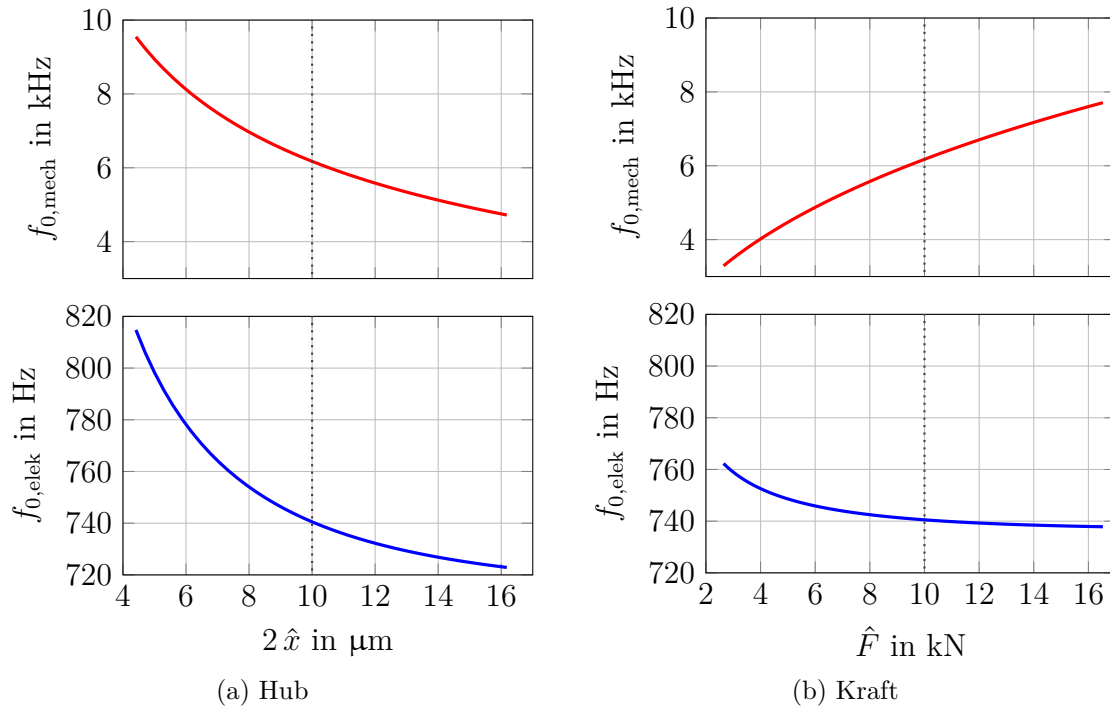


Abb. 3.5: Abhängigkeit der Eigenfrequenzen von der übertragenen Leistung, Untersuchung durch Variation von Hub- und Kraftvorgaben

**Beeinflussung der Eigenfrequenzen** In der vorangestellten Analyse sind beide Eigenfrequenzen als eindeutige Folge des Dimensionierungsprozesses dargestellt. Für die

elektrische Eigenfrequenz ist das korrekt. Durch das vorgestellte Dimensionierungskonzept besteht keine Freiheit, um die Eigenfrequenz anzupassen ohne die mechanischen und elektrischen Vorgaben zu verändern. Um allgemein eine Vorstellung zu verschaffen, welche Parameter einen wesentlichen Einfluss auf die elektrische Eigenfrequenz haben, wurde diese in Anhang A.6 über einen alternativen Modellierungsansatz mithilfe verschiedener Annahmen näherungsweise analytisch bestimmt. Für den speziellen Fall ist die Kapazität eine direkte Folge der Aktorauswahl<sup>1</sup>, die Induktivität wird durch den Entwurf des Energieübertragers festgelegt.

Für die Bestimmung der mechanischen Eigenfrequenz wurden weitere Annahmen getroffen. Die Laststeifigkeit skaliert mit der Aktorsteifigkeit, die Lastmasse dagegen wird als konstant angenommen, da sie eine Konsequenz der speziellen konstruktiven Umsetzung ist. Sie ist somit aber auch in gewissen Grenzen veränderbar. Da die Lastmasse dominant gegenüber der bewegten Aktormasse ist, kann hierüber vergleichsweise gut Einfluss auf die mechanische Eigenfrequenz genommen werden. Für den betrachteten Anwendungsfall ist allerdings nur die elektrische Eigenfrequenz entscheidend für den Arbeitsfrequenzbereich. Wie aus Abb. 3.5 deutlich wird, gilt diese Aussage auch für einen weiten Bereich an Hub- und Kraftvorgaben.

### 3.3 Analyse im Zeitbereich

Um eine Vorabschätzung für den Zeitverlauf des Fräserhubs für verschiedene Anregungsspannungen zu erhalten, kann das Zustandsraummodell in einer Zeitbereichssimulation gelöst werden. Um das Ergebnis dieser Berechnung mit der Messung vergleichen zu können, muss das gleiche Ansteuerkonzept verwendet werden. Eine Periode der Ansteuerung kann in sechs Phasen eingeteilt werden, drei je Halbwelle:

#### 1. *Einschaltphase:*

Einer der beiden Schalter,  $s_1$  oder  $s_2$ , ist geschlossen. Während dieser Phase liegt eine der beiden Betriebsspannungen am Ausgang der Halbbrücke an, also  $u_1 \in \{-U_B, U_B\}$ . Der Betrag des Primärstromes  $i_1$  steigt. Die Dauer dieser Phase ist bestimmt durch die frei wählbare Einschaltzeit  $t_E$ , die von der Ansteuereinheit festgelegt wird.

---

<sup>1</sup>Eine zusätzlich eingebrachte, serielle Kapazität zur Erhöhung der Eigenfrequenz ist aufgrund der Erhöhung der zu übertragenden Leistung nicht zielführend und wird daher nicht betrachtet.

### 2. Freilaufphase:

Beide Schalter sind während der Freilaufphase geöffnet. Aufgrund der induktiven Wirkung der Primärspule fließt der Primärstrom zunächst weiter. Der Strom fließt über diejenige Freilaufdiode, die dem in der vorangegangenen Phase ausgeschalteten Schalter parallel geschaltet ist und lädt den Zwischenkreis auf, sodass die zurückgespeiste Energie für den nächsten Zyklus wieder bereitsteht. Somit ist die Spannung am Ausgang der Halbbrücke,  $u_1$ , in dieser Phase umgekehrt, der Betrag des Primärstromes  $i_1$  sinkt. Die Dauer  $t_F$  dieser Phase wird durch die Primärinduktivität und die Zwischenkreiskapazität bestimmt und kann somit im Betrieb nicht beeinflusst werden. Die Phase ist beendet, sobald der Primärstrom Null wird.

### 3. Aussetzphase:

Beide Schalter bleiben in dieser Phase geöffnet. Der Primärstrom bleibt in dieser Phase konstant Null. Da auf der Sekundärseite noch ein Strom fließt<sup>2</sup>, wird auf der Primärseite eine Spannung induziert, die am Ausgang der Halbbrücke anliegt und gemessen werden kann. Dieser Messwert kann genutzt werden, um die Einschaltdauer der nächsten Phase festzulegen. In Anhang E ist beschrieben, wie diese Messung zur Regelung der Sekundärspannung genutzt wurde. Theoretisch kann es passieren, dass durch eingepreßte Kräfte auf den Aktor primärseitig eine Spannung induziert wird, die größer ist als die Betriebsspannung. In diesem Fall würde kurzzeitig erneut eine Freilaufphase beginnen. Die Aussetzphase ist abgeschlossen, wenn die halbe Periodendauer erreicht ist, auch dann, wenn die darin durchgeführte Messung schon deutlich früher abgeschlossen ist. Die Dauer  $t_A$  der Aussetzphase kann berechnet werden über  $t_A = T/2 - t_E - t_F$ .

Eine Ansteuerperiode besteht aus zwei Durchläufen des vorangestellten Ablaufs, wobei in der ersten Periodenhälfte der Schalter  $s_1$  und in der zweiten Hälfte  $s_2$  geschaltet wird.

Das Ergebnis dieser Simulation ist in Abb. 3.6 für zwei beispielhafte Ansteuerfrequenzen dargestellt.

---

<sup>2</sup>Der sekundärseitige Stromfluss in dieser Phase ist sowohl eine Folge der Aktorbewegung als auch des elektrischen Schwingkreises, der sich aus der Sekundärinduktivität und der Aktorkapazität ergibt.



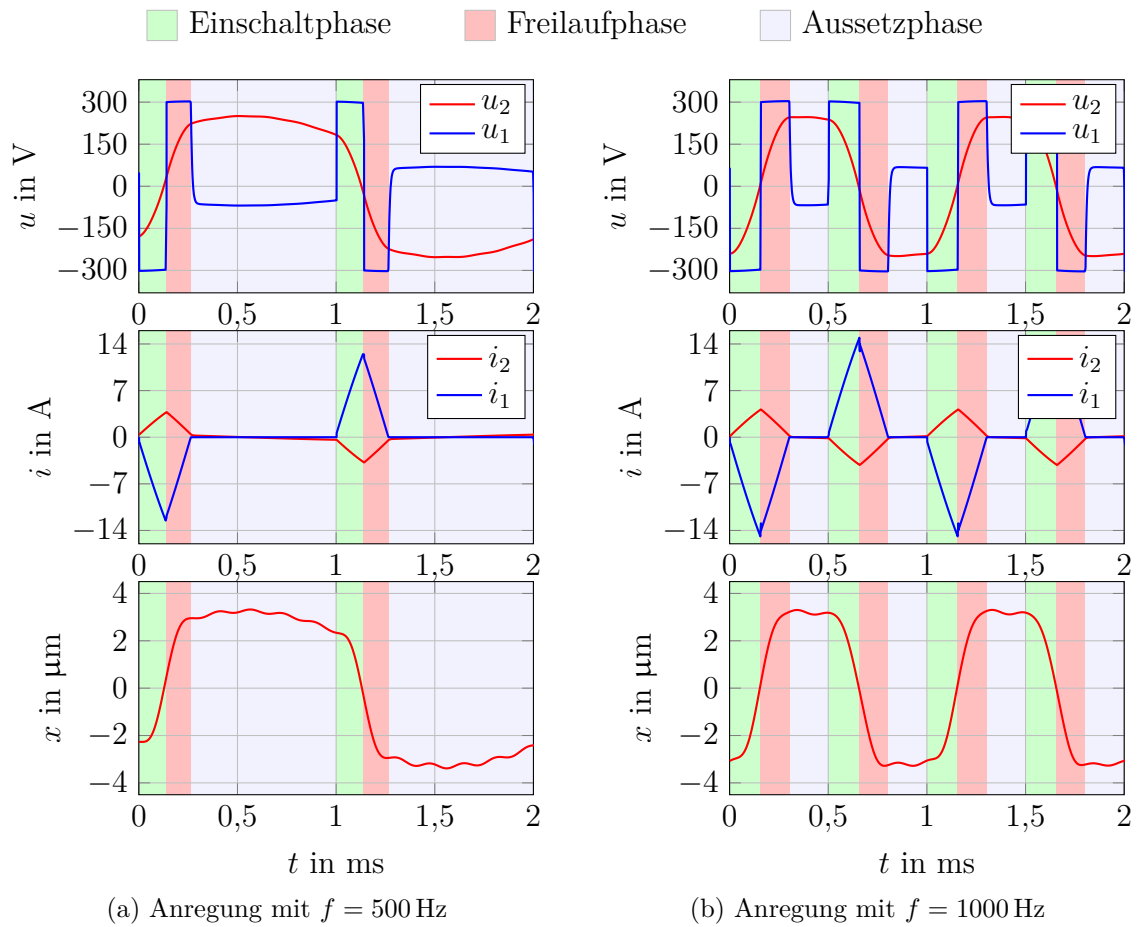


Abb. 3.6: Ergebnisse der Zeitsimulation des Systems mit zwei verschiedenen Anregungsfrequenzen

### 3.4 Vergleich zwischen Berechnung und Messung

**Frequenzbereich:** Als Nachweis für die Gültigkeit des mathematischen Modells wurde ein Experimentalaufbau entworfen, der in Kapitel 4 auch zum schwingungsüberlagerten Fräsen eingesetzt wird. Der Versuchsaufbau ist in Abb. 4.1 dargestellt. Zunächst wird der Frequenzgang verglichen. Experimentell wird dieser mit dem Frequenzganganalysator *N<sub>4</sub>L PSM1735* bestimmt. Die Primärspule des Übertragers wird an ein analoges Leistungsstellglied angeschlossen, da der Ausgang des Frequenzganganalysators nicht ausreichend Strom bereitstellen kann. Gemessen wird vom Analysator das Spannungssignal an der Primärspule  $u_1$  sowie die Spannung über der Sekundärspule  $u_2$ .

Die Messung erfolgt im Kleinsignalbereich. Der gemessene Frequenzgang  $G = u_2/u_1$  ist in Abb. 3.7 zusammen mit der zuvor gezeigten berechneten Kurve dargestellt.

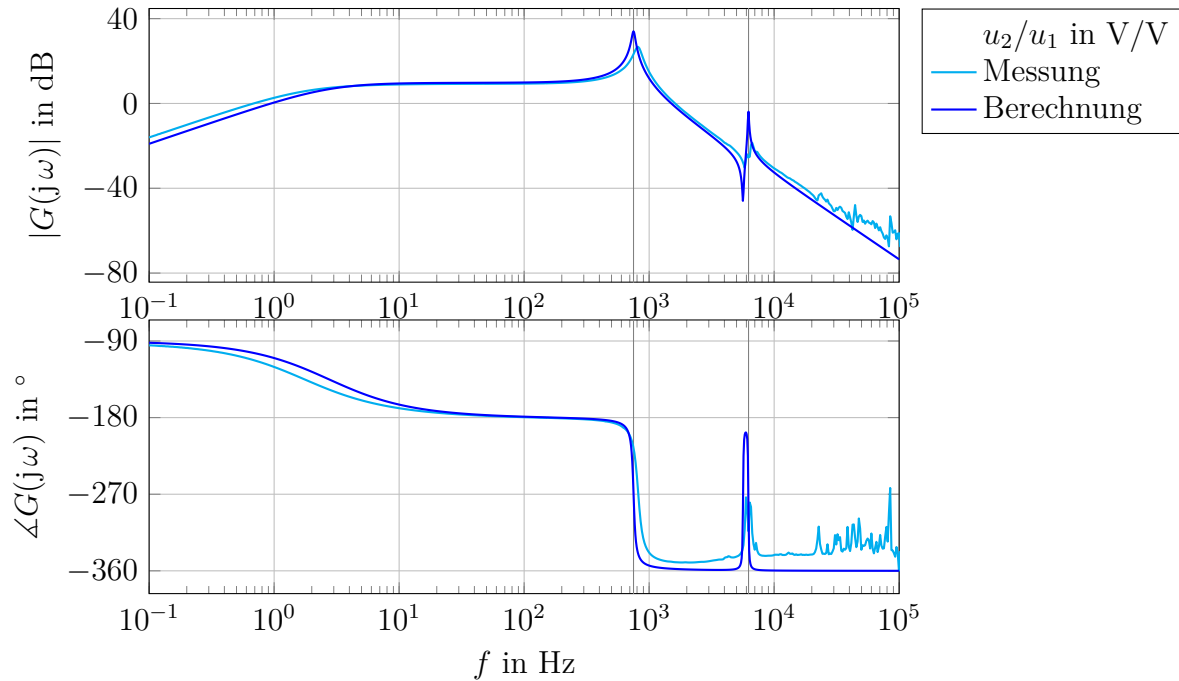


Abb. 3.7: Vergleich zwischen gemessenem und berechnetem Frequenzgang des Systems ohne Lastkräfte

Es wird deutlich, dass die beiden Funktionsverläufe qualitativ sehr ähnlich sind. Es gibt jedoch Abweichungen bezüglich bestimmter Eigenschaften wie der Resonanzfrequenz, dem Dämpfungsgrad und der Knickfrequenz. Besonders deutlich ist die Abweichung im Bereich der mechanischen Eigenfrequenz. Dies ist auf einen Defekt des Piezoaktors zurückzuführen. Zu einem früheren Zeitpunkt wurde die elektrische Impedanz als Frequenzgang aufgenommen. Das Ergebnis dieser Messung ist im Anhang in Abb. C.1 dargestellt. Mittels dieser Messung wurden die Modellparameter identifiziert und für die Berechnung aller Frequenzgänge verwendet. Die angesprochene Abweichung in Abb. 3.7 lässt sich somit nur durch Alterung der Piezokeramik oder Beschädigung des Aktors oder der Mechanik während der durchgeführten Fräsversuche erklären.

**Zeitbereich:** Die Ansteuerung mit dem speziell entwickelten Leistungsstellglied aus Kapitel 2.4 bietet eine zweite Möglichkeit der Modellvalidierung. Hiermit kann vor

allem das Großsignalverhalten bewertet werden. Die Messwerte wurden mithilfe zweier Digitalspeicheroszilloskope aufgenommen. Für die Messung der hohen Spannungen wurden spezielle Messspitzen mit einem Teilungsfaktor von 100:1 verwendet, die Ströme wurden mit Strommesszangen erfasst. Der Hub wurde durch zeitliche Integration des Geschwindigkeitssignals eines Laserdopplervibrometer ermittelt. Die Messergebnisse sind in Abb. 3.8 dargestellt. Die Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation ist hoch. Die signifikanteste Abweichung entsteht im Signal der Sekundärspannung, da es hier in der Simulation zu einer erhöhten Phasenverschiebung kommt. Allgemein zeigt sich aber, dass das mathematische Modell das Systemverhalten ausreichend gut wiedergeben kann.

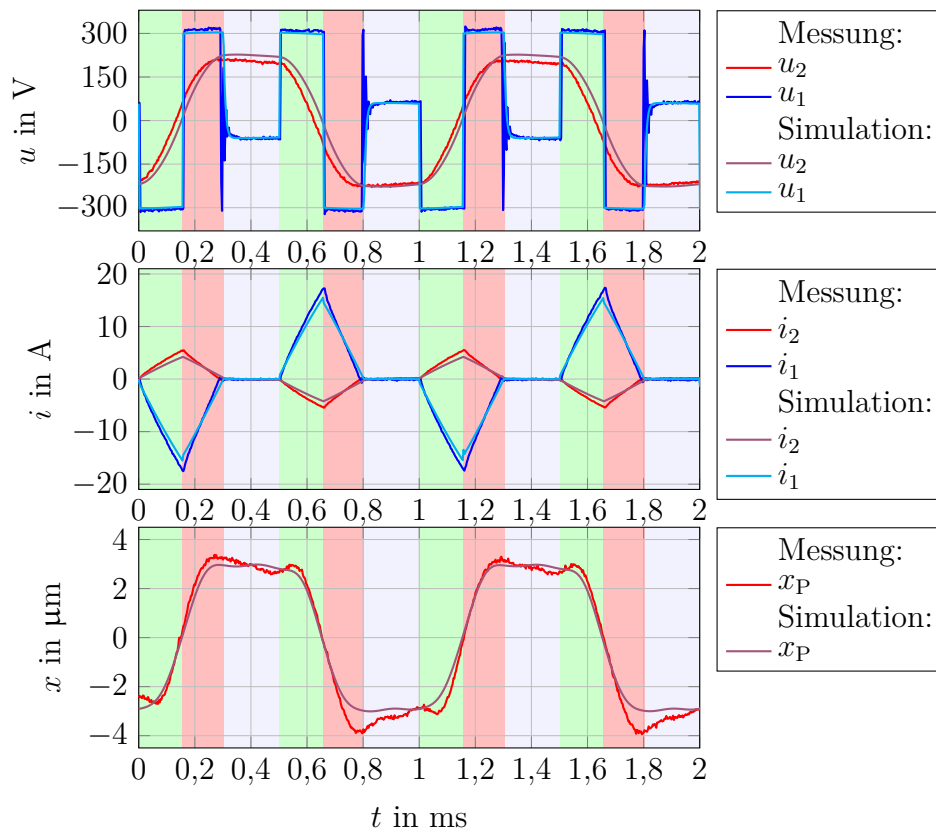


Abb. 3.8: Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Zeitverläufen für eine Anregungsfrequenz von 1000 Hz



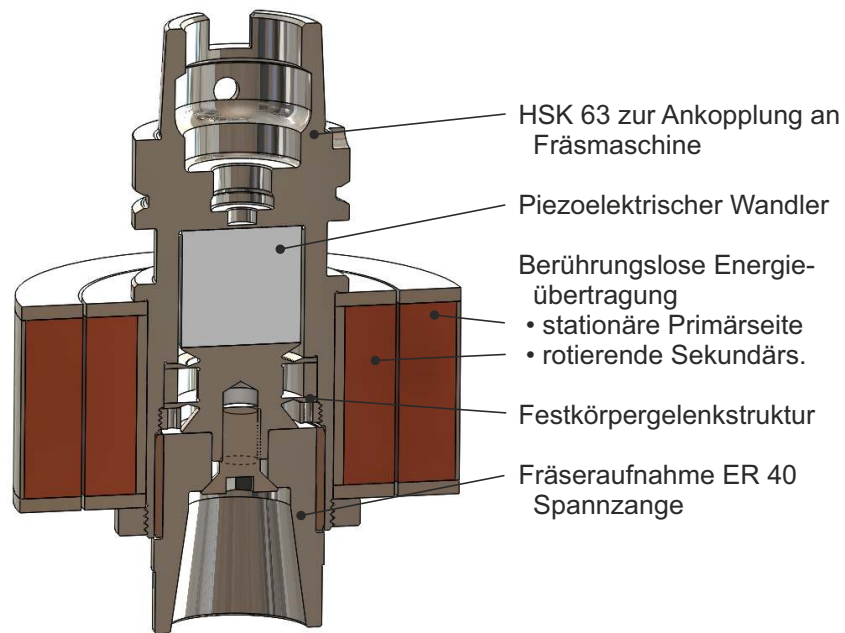
---

# Anwendung im schwingungsüberlagerten Fräsen

---

## 4.1 Fräsversuche mit überlagerter Schwingung

Mithilfe des Versuchsaufbaus, der in Abb. 4.1 dargestellt ist, wurden Fräsversuche durchgeführt. Die verwendeten Fräs- und Prozessparameter sind in Tab. 4.1 aufgelistet. Das piezoelektrisch aktuierte Werkzeug wurde dabei in eine handelsübliche CNC-Fräsmaschine eingespannt. Die Primärbaugruppe wurde am Spindelstock befestigt. Die Fräsversuche wurden zunächst nur bei niedriger Drehzahl durchgeführt. Um die Schnittkräfte gering zu halten, wurden die hier gezeigten Versuche ausschließlich in Aluminium durchgeführt. Als Werkzeug wurde ein vierschneidiger, pulvermetallurgisch hergestellter Hartmetallfräser gewählt.



(a) Schnittansicht des entworfenen Werkzeuges



(b) Foto der Primärbaugruppe und der beiden Sekundärbaugruppen



(c) Foto der Gesamtbaugruppe montiert an einer CNC-Fräsmaschine

Abb. 4.1: Verschiedene Darstellungen des entwickelten Versuchsaufbaus

Tab. 4.1: Fräs- und Maschinenparameter der ersten Fräsversuche

<i>Werkstück</i>	
Material	Al-Legierung EN AW-6082
<i>Schnittparameter</i>	
Spindeldrehzahl	3000 U/min
Vorschub	420 mm/min
Vorschub je Zahn	105 mm/min
Schnitttiefe	0,5 mm
<i>Werkzeug</i>	
Material	HSS PM
Durchmesser	Ø12 mm
Schneidenanzahl	4
<i>Schwingung</i>	
Hub	≈10 µm
Frequenzen	0, 300, 600, 900 Hz

Die Schnittversuche wurden mit drei verschiedenen Ansteuerfrequenzen durchgeführt, zusätzlich erfolgte ein Schnitt ohne Frequenzüberlagerung. Die Schnittresultate sind in Abb. 4.2 dargestellt. Es lässt sich deutlich erkennen, dass eine Oberflächenstrukturierung stattgefunden hat. Dies wird auch in Abb. 4.3 deutlich. Hier ist das Oberflächenprofil dargestellt, welches mit einem Laserscanning-Mikroskop aufgenommen wurde.

Neben dem entstandenen Oberflächenprofil wurde auch untersucht, ob die schwingungsüberlagerte Fräsbearbeitung einen Einfluss auf die oberflächennahe Gefügestruktur und die damit verbundene Oberflächenfestigkeit hat. Um die Gefügestruktur zu bewerten, wurden speziell präparierte Proben mit polarisiertem Licht unter dem Mikroskop analysiert. Im ersten Arbeitsschritt wurden die Proben, wie in Abb. 4.4 gezeigt, mittels Drahterosion aus den Werkstücken ausgeschnitten. Dieses Trennverfahren wurde gewählt, da bei der Drahterosion nur wenig Wärme in das Werkstück eingebracht wird, welche wiederum die Gefügestruktur verändert. Nach dem Trennen wurden die Bauteile in ein Polymer eingegossen, die Oberflächen wurden poliert und angeätzt. Das Ergebnis der Analyse ist in Abb. 4.5 dargestellt. Es lässt sich mittels dieses Verfahrens keine Veränderung der oberflächennahen Gefügestruktur feststellen.

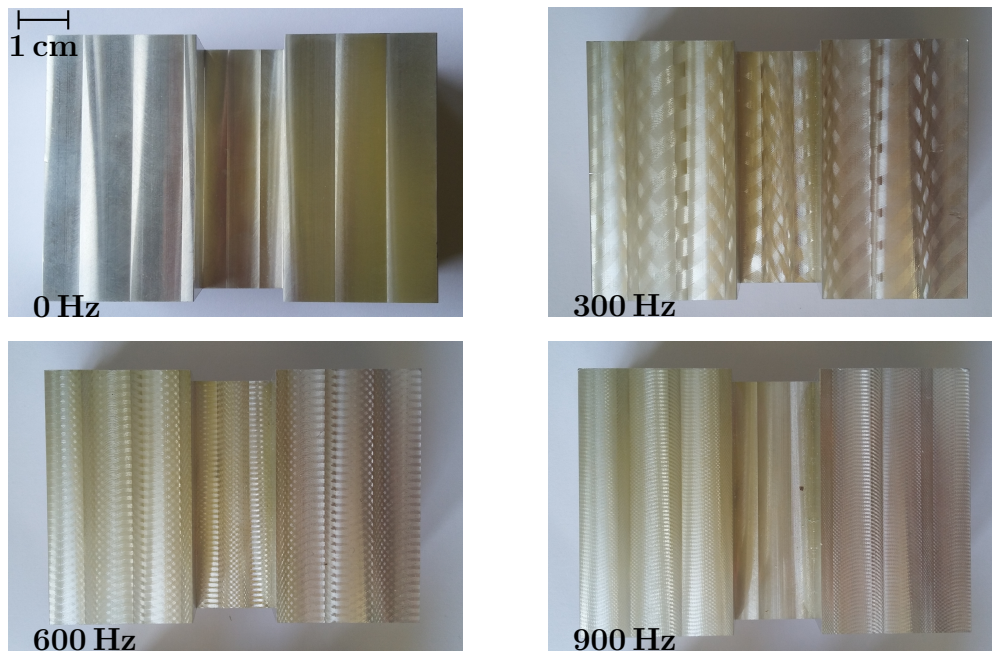


Abb. 4.2: Fotos der schwingungsüberlagert gefertigten Bauteile

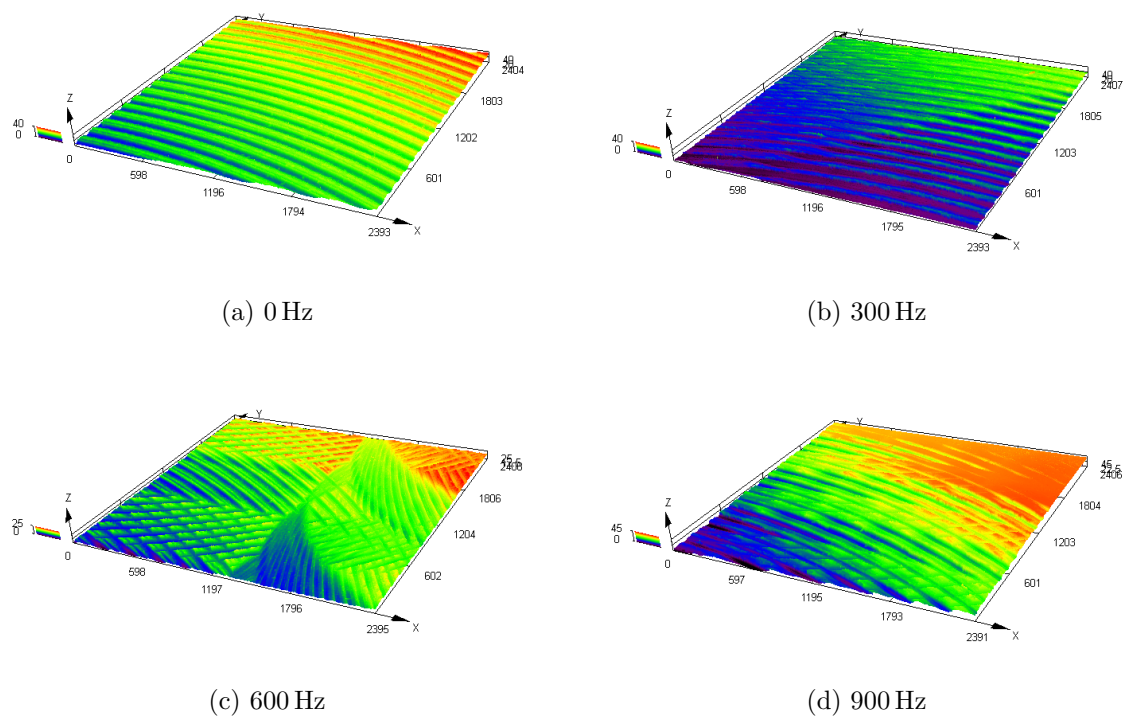
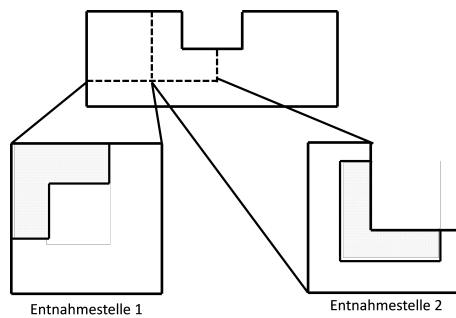


Abb. 4.3: Oberflächenprofil aufgenommen mit einem Laserscanning-Mikroskop



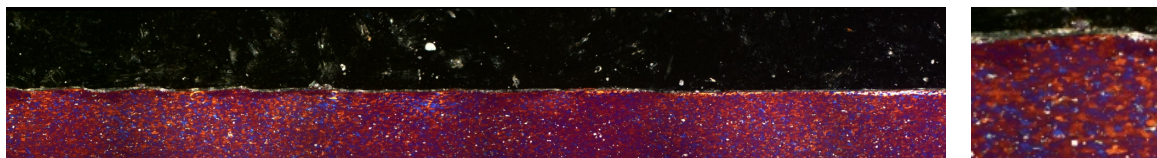


(a) Skizze des durchgeführten Schnittes

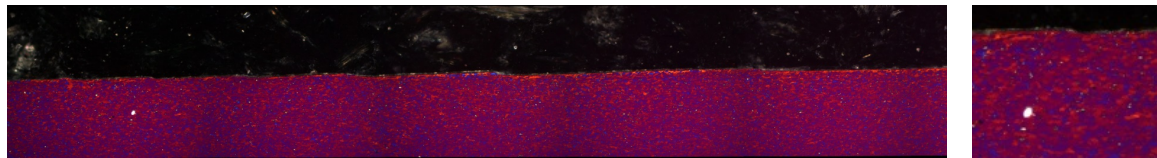


(b) Eingebettete Schnittproben

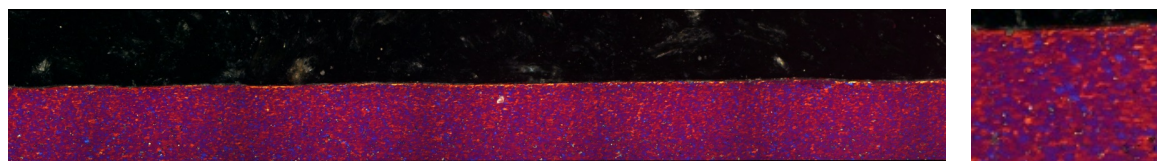
Abb. 4.4: Proben für die Härtemessung



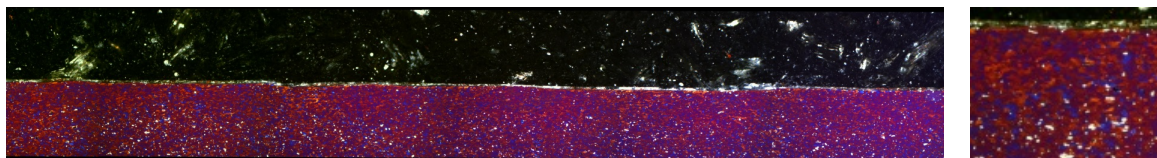
(a) 0 Hz



(b) 300 Hz



(c) 600 Hz



(d) 900 Hz

Abb. 4.5: Schnittbilder unter polarisiertem Licht

Abschließend wurde die Oberflächenhärte bestimmt. Dazu wurden die Probenstücke, welche bereits mikroskopisch untersucht wurden, erneut verwendet. Diese Prüflinge wurden nochmals poliert, um die angeätzten Oberflächen abzutragen. In einer Härteprüfmaschine zur Ermittlung der Vickers-Härte wurden in einem definierten Raster genormte Härteprüfstitzen in das Material gedrückt. Jeder Messpunkt wurde mit derselben Anpresskraft angefahren. Unter einem Mikroskop wurde der Durchmesser des entstandenen Abdruckes bestimmt. Daraus lässt sich direkt die Härte ermitteln. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.6 dargestellt. Auch mit diesem Verfahren lässt sich keine Veränderung der Härte in den oberflächennahen Bereichen feststellen.

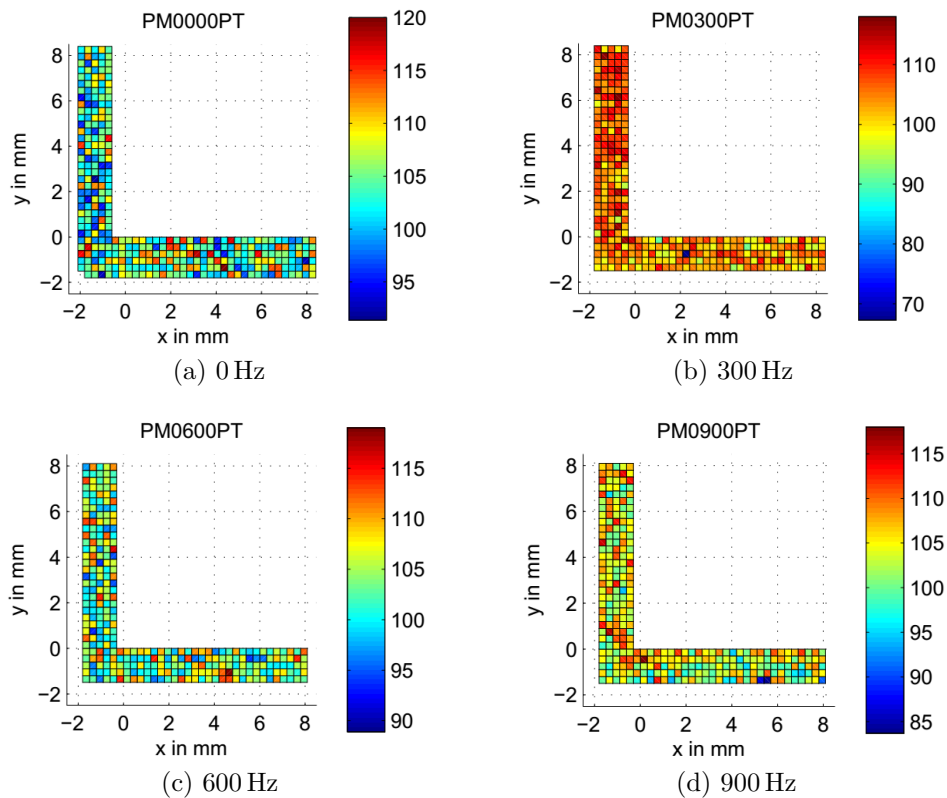


Abb. 4.6: Ergebnisse der Härtmessung (Vickers-Härte)

Wenn neben der Oberflächenstrukturierung zusätzlich eine Oberflächenverdichtung erreicht werden soll, muss auf die Wahl des Fräasers geachtet werden. Der hier verwendete Fräser hat einen Freiwinkel in axialer Richtung, da er zur Verwendung als Umfangs- und Stirnfräser vorgesehen ist. Es ist somit zu erwarten, dass die axiale Schwingung des Werkzeuges nur zu einer Strukturierung führt. Ein Fräser ohne stirnseitigen Frei-

winkel würde zu einem größeren Druck auf die Oberfläche führen und somit auch eine Verdichtung herbeiführen.

## 4.2 Beliebige Bewegungsprofile der überlagerten Schwingung

Mit dem einfachen schaltenden Ansteuerkonzept aus Kapitel 2.4 bzw. 3.3 gibt es zu jeder Ansteuerfrequenz nur ein mögliches Bewegungsprofil des Fräasers, welches zwar hinsichtlich der Bewegungsamplitude angepasst werden kann, nicht aber bezüglich der Form. Es wird daher im Folgenden ein Konzept vorgestellt, welches nahezu beliebige Bewegungsprofile ermöglicht.

### 4.2.1 Ansatz

Um beliebige Bewegungsprofile zu generieren, gibt es prinzipiell verschiedene Möglichkeiten. Eine Variante besteht in einer Regelung. Die Primärspannung muss hierfür entsprechend des gemessenen Hubes angepasst werden. Da eine Hubmessung im vorliegenden System nur mit erheblichem Aufwand umsetzbar ist, wird diese Variante nicht weiter betrachtet. Eine vergleichsweise einfache Alternative bietet die inverse Vorsteuerung. Da das Streckenverhalten gut bekannt ist, kann das Ansteuersignal so gewählt werden, dass der Aktorhub als Ausgangsgröße einen in gewissen Grenzen frei wählbaren Verlauf annimmt.

Da der Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsgröße über die Übertragungsfunktion (3.25) bekannt ist,

$$x_P(s) = G(s) u_1(s), \quad (4.1)$$

kann die zur Erzeugung der gewünschten Ausgangsgröße  $x_P^*(s)$  benötigte Ansteuerung  $u_1^*(s)$  durch die Inverse der Übertragungsfunktion berechnet werden,

$$u_1^*(s) = G^{-1}(s) x_P^*(s). \quad (4.2)$$

Die Übertragungsfunktion  $G^{-1}(s)$  des vorliegenden Systems hat einen negativen Relativgrad, d. h. der Grad des Nennerpolynoms  $n$  ist kleiner als der Zählergrad  $m$ . Solche Systeme sind nicht realisierbar. Die Realisierbarkeit wird durch das Hinzufügen weiterer Polstellen wiederhergestellt. Die prinzipiell frei wählbaren Zeitkonstanten sollten dabei außerhalb des Dynamikbereichs des Systems liegen, da sie diese sonst beeinflussen.

Im vorliegenden Fall ist  $n = 3$ ,  $m = 5$ . Die fehlenden zwei Polstellen werden in Form eines konjugiert komplexen Paares eingeführt, sodass die realisierbare Variante der inversen Übertragungsfunktion wie folgt definiert ist,

$$G_{\text{inv}}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{2D}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2}} G^{-1}(s). \quad (4.3)$$

Das Dämpfungsmaß  $D$  wurde dabei zu  $D = 1$  gewählt, um keine Resonanzüberhöhung zu erzielen. Die Eigenfrequenz  $\omega_0 = 2\pi f_0$  ist mit  $f_0 = 100 \text{ kHz}$  deutlich oberhalb des interessanten Dynamikbereichs der Originalfunktion gewählt. Der Frequenzgang ist in Abb. 4.7 dargestellt.

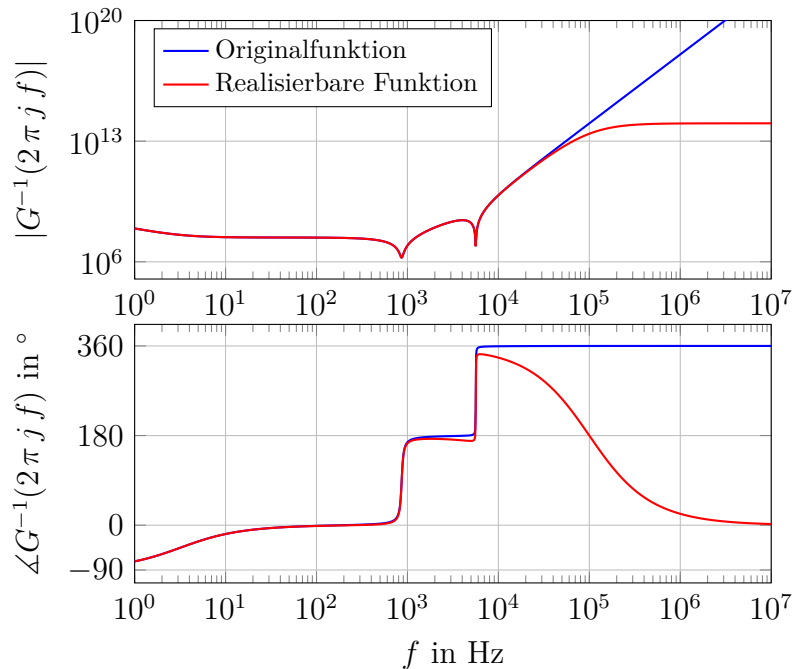


Abb. 4.7: Inverse Übertragungsfunktion des Systems

### 4.2.2 Simulation unter nahezu idealen Bedingungen

Der Zeitverlauf für  $u_1^*(t)$  wird für das gewünschte Ansteuerprofil vorausberechnet und zunächst auf das gleiche Simulationsmodell wieder angewendet. Die einzige Beschränkung, die in dieser ersten Analyse berücksichtigt wurde, ist die maximale Versorgungsspannung. Der Zeitverlauf für  $u_1^*(t)$  wird also begrenzt auf den Wertebereich  $-U_B \dots U_B$ . In Abb. 4.8 sind die Simulationsergebnisse für einige verschiedene beispielhafte Signalformen dargestellt.

Folgende Erkenntnisse können aus den Ergebnissen abgeleitet werden:

- *Glatte Funktionen*

Abb. 4.8a zeigt den Hubverlauf für eine sinusförmige Erregung. Für solche harmonischen Signale funktioniert die Methode sehr gut. Das Istsignal folgt dem Sollsignal mit geringen Abweichungen. Dies gilt allerdings nur nach einer Einschwingzeit. Da der Sinus mit einem von Null verschiedenen Anstieg beginnt, wird zunächst eine Schwingung angeregt, die abklingt.

- *Kontinuierliche Signale mit Knick*

Abb. 4.8b zeigt den Hubverlauf für eine dreieckförmige Erregung. Um den Hub so zu formen, dass er einen Knick im Zeitverlauf aufweist, wird eine theoretisch unendlich große Spannung benötigt. Da in der Simulation die Anregespannung auf  $\pm 300\text{ V}$  beschränkt wurde, ist die Anregung nicht mehr optimal. Infolgedessen wird bei jedem Knick eine Schwingung angeregt, die dann langsam abklingt. Für solche Signale bietet sich eine Verrundung an, um diesem Effekt entgegenzuwirken.

- *Sprunghafte Signale*

Abb. 4.8c zeigt den Hubverlauf für eine rechteckförmige Erregung. Sprünge führen ebenso wie Knicke zu Erregungsspannungsimpulsen mit unendlicher Amplitude. Die Beschränkung auf die Betriebsspannung hat für Sprünge jedoch eine erheblich größere Auswirkung. Es wird eine sehr ausgeprägte Schwingung angeregt. Sprünge im Sollsignal sollten unbedingt vermieden werden.

- *$C^1$ -stetige Signale*

Eine Möglichkeit der Schwingung bei Sollsignalen mit Knick oder Sprung entgegenzuwirken ist in Abb. 4.8d dargestellt. Hier wurden die Flanken des Rechtecks

durch Ausschnitte aus einer Sinusfunktion ersetzt. Mit dieser Methode entsteht ein Ansteuersignal, das einfach stetig differenzierbar ist. Es ist deutlich zu erkennen, dass das gewünschte Rechtecksignal abgesehen von der Verrundung der Flanken deutlich besser realisiert werden kann, allerdings bleibt eine leichte mechanische Schwingung erhalten.

- *$C^2$ -stetige Signale*

Deutlich bessere Ergebnisse lassen sich erreichen, wenn das Ansteuersignal zweifach stetig differenzierbar ist. Für die bereits betrachteten Sollsignale Dreieck und Rechteck sind die jeweiligen Ergebnisse der Simulation in den Abb. 4.8e und 4.8f dargestellt. Es ist nun im eingeschwungenen Zustand keine Schwingung mehr zu erkennen. Die Flankensteilheit bei Sprüngen kann mit dieser Methode sogar deutlich größer gewählt werden. Die Verrundung ist im dargestellten Beispiel durch ein Polynom 5. Ordnung realisiert. Die Koeffizienten wurden so gewählt, dass neben dem Funktionswert auch die erste und zweite Ableitung an den Übergangsstellen den Werten der Grundfunktion entsprechen.

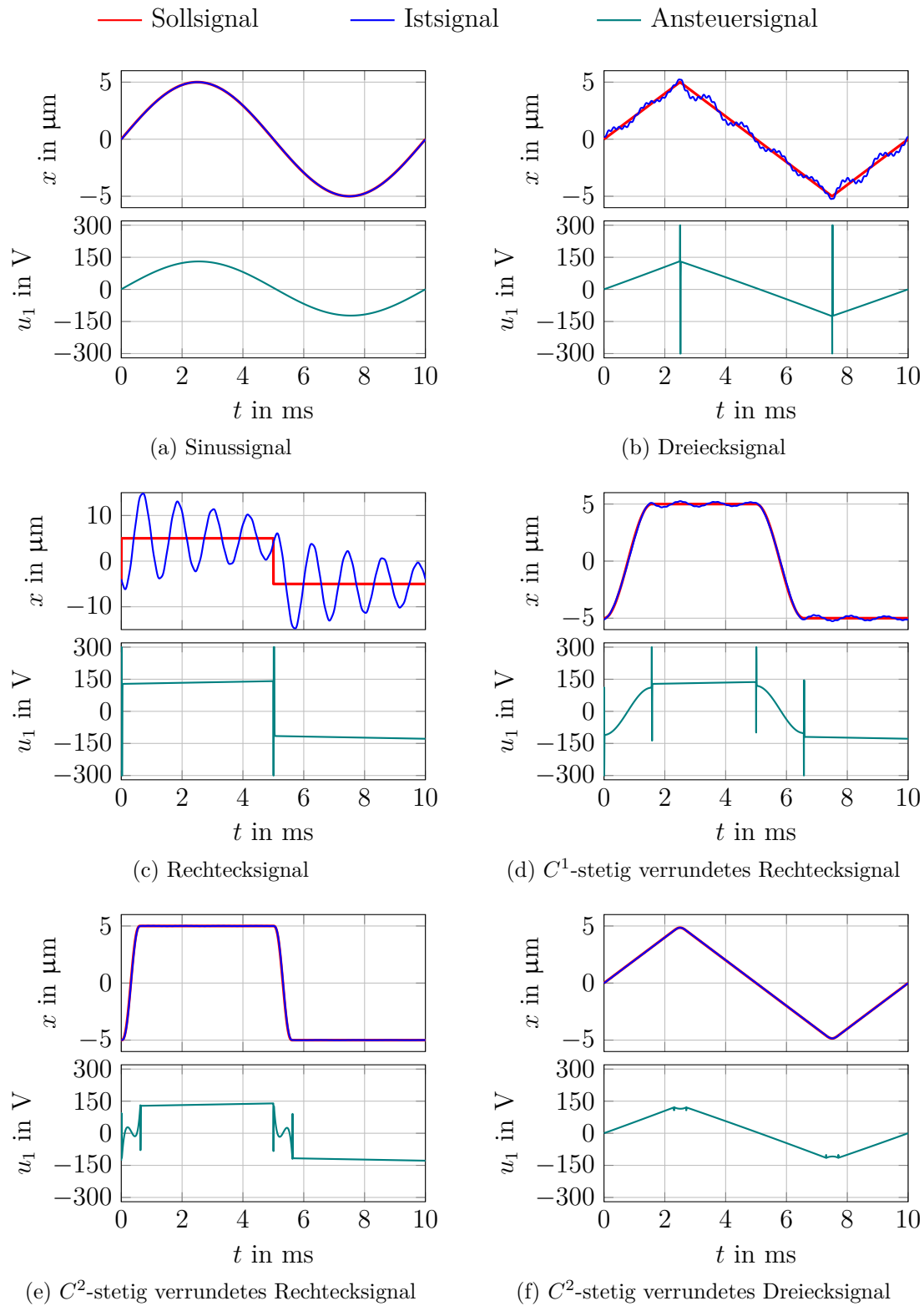


Abb. 4.8: Simulationsergebnisse der Anregung mit inverser Vorsteuerung

### 4.2.3 Parameterunsicherheiten

Bislang ist die inverse Vorsteuerung nur am gleichen System untersucht worden, das auch die inverse Übertragungsfunktion lieferte. Eine sehr gute Übereinstimmung der Soll- und Istverläufe ist damit zu erwarten. Einige Parameter sind jedoch nicht sehr genau bekannt oder sogar veränderlich im Betrieb. Daher wird auch eine Analyse durchgeführt, wie sich eine Veränderung bestimmter Parameter auf die inverse Vorsteuerung auswirkt.

- *Luftspalt:*

Die exakte Größe des Luftspaltes kann sich nach jeder erneuten Montage an der Fräse leicht verändern. Eine zentrische Montage ist wünschenswert, die zwei verwendeten Fräsmaschinen besaßen jedoch keine geometrischen Strukturen, die sinnvoll zur exakten Ausrichtung zwischen Primär- und Sekundärkreis nutzbar wären. Somit wurde für die Analyse des Einflusses der Parameterstreuung angenommen, dass der Luftspalt um 10% variieren kann. Solange der Magnetkreis nicht gesättigt wird, wird der Luftspalt durch ungenaue Montage immer kleiner werden als der Nennluftspalt. Das Ergebnis der Simulation ist in Abb. 4.9a gezeigt. Über den gesamten Frequenzbereich ergibt sich eine Hubabweichung von  $-3.8\%$  bis  $+1.6\%$  zum Sollhub. Die Auswirkung einer ungenauen Montage kann demnach vernachlässigt werden.

- *Steifigkeit:*

Sobald das Werkzeug im Eingriff ist, also der Fräser in das zu zerspanende Material eintaucht, wird die Laststeifigkeit durch das Werkstück erhöht. Die Auslegung des Werkzeuges erfolgte so, dass die Eigensteifigkeit sehr viel höher sein sollte als die Laststeifigkeit. Trotzdem wird als Abschätzung der Auswirkung der Steifigkeitsveränderung hier davon ausgegangen, dass die Steifigkeit um 10% erhöht wird. Der Einfluss zeigt sich wie in Abb. 4.9b dargestellt deutlich. Der Hub ist um 10% reduziert. Dieser Fall ist unkritisch, aber unerwünscht.

- *Aktorkapazität:*

Die Aktorkapazität ist in geringem Maße temperaturabhängig. Im Dauerbetrieb wird sich der piezoelektrische Aktor aufgrund der Umpolarisierung und der Materialdämpfung deutlich erwärmen. Es ist somit möglich, dass sich die Aktorkapazität während des Betriebs langsam verändert. In Abb. 4.9c ist gezeigt, welchen Einfluss



eine Veränderung der Kapazität um 5% auf den Hubverlauf hat. Im Betrieb unterhalb der ersten Eigenfrequenz kann keinerlei Veränderung festgestellt werden, oberhalb der elektrischen Eigenfrequenz ist der Unterschied zwischen Soll- und Istverlauf jedoch sehr groß. Hier treten Abweichungen von bis zu 23% auf. Kritisch für den Betrieb ist vor allem, dass im Falle einer kleiner werdenden Aktorkapazität der Hub und damit auch die Aktorspannung höher ist als der Erwartungswert. Dies kann bei größeren Sollhüben zur Überschreitung der Depolarisationsfeldstärke des piezelektrischen Aktors führen. Da das Vorsteuerungskonzept eine so große Sensitivität gegenüber der Aktorkapazität ausweist, sollte für eine praktische Anwendung unbedingt überprüft werden, wie groß die Änderung der Aktorkapazität innerhalb des zulässigen Temperaturbereichs ist.

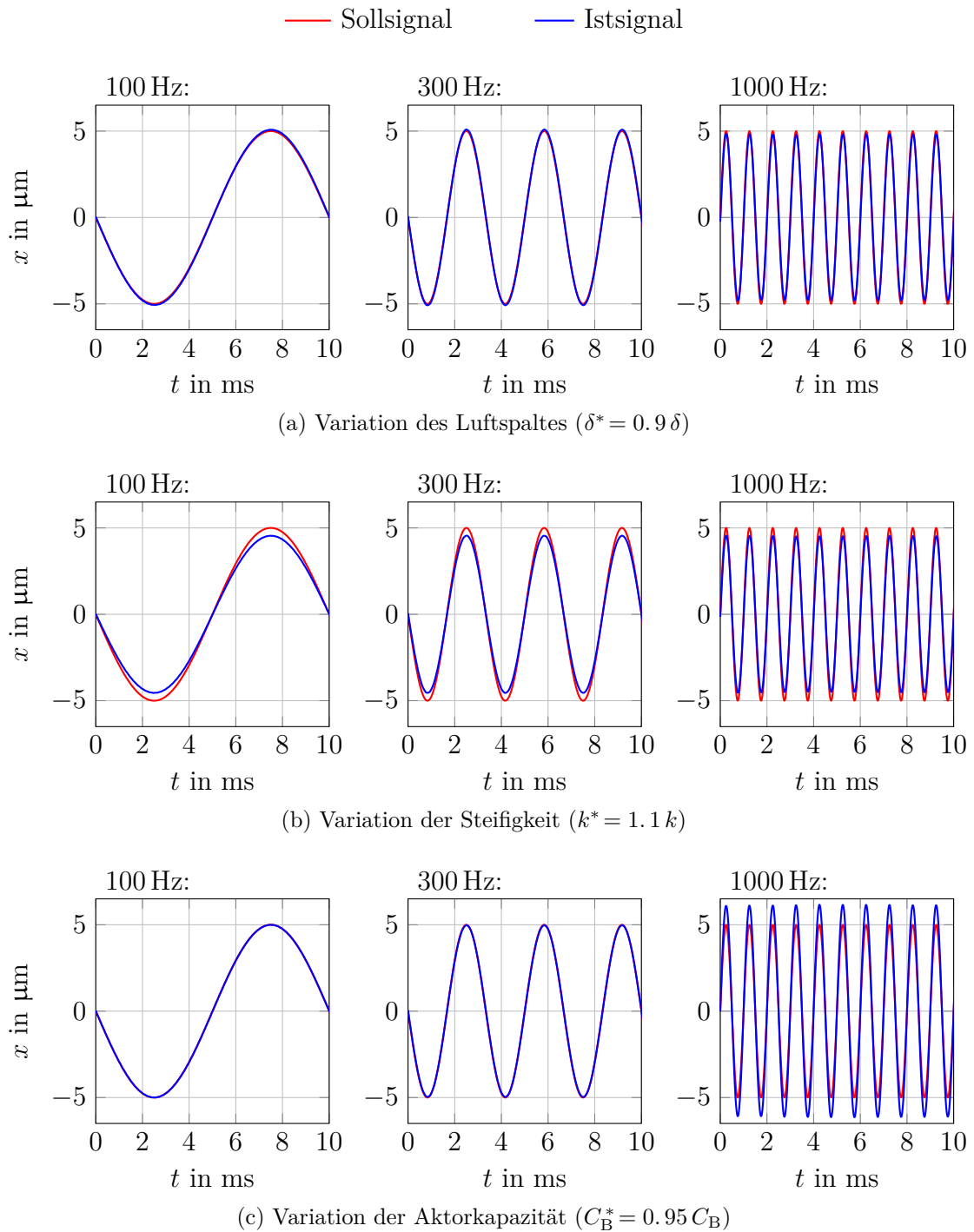


Abb. 4.9: Simulationsergebnisse der Anregung einer veränderten Strecke mit dem vorausberechneten Ansteuersignal (Sinussignal mit verschiedenen Frequenzen)

#### 4.2.4 Übertragbarkeit auf eine schaltende Leistungselektronik

Alle zuvor berechneten Zeitverläufe besitzen wenigstens ein Zeitintervall in jeder Periode, in der das Ansteuersignal zeitkontinuierlich ist. Um solche Signale zu generieren, wird ein analoges Leistungsstellglied benötigt. Die zuvor in Kapitel 2.4 entwickelte Elektronik kann nur schaltend betrieben werden. In der angestrebten Leistungsklasse kommen aus technischer Sicht auch nur schaltend betriebene Leistungsstellglieder in Frage, da analoge Stellglieder aufgrund der großen Verlustleistung zum Einen eine große Anschlussleistung erfordern würden und zum Anderen mit großen Aufwand gekühlt werden müssten. Mit schaltenden Leistungsstellgliedern können mittels Pulsweitenmodulation (PWM) ebenfalls annähernd zeitkontinuierliche Signale erzeugt werden, wenn die Taktfrequenz sehr hoch gewählt wird und die Last eine tiefpassfilternde Wirkung besitzt oder zusätzliche Filterschaltungen verwendet werden. In der Dissertation [Sch04] wird bereits ein ähnliches Konzept zur Ansteuerung piezoelektrischer Aktoren vorgestellt.

In Abb. 4.10 ist das Ergebnis einer beispielhaften Simulation mit schaltender Ansteuerung gezeigt. Die Taktfrequenz ist mit  $f_T = 10 \text{ kHz}$  so hoch gewählt, dass das Hubsignal nur eine geringe Abweichung vom Sollsignal zeigt. Dabei ist anzumerken, dass typische Taktfrequenzen größer als die hier gewählte Frequenz sind und die Übereinstimmung zwischen analoger und schaltender Ansteuerung somit in einer praktischen Anwendung noch besser wäre.

Aus Sicht des Elektronikentwurfs ist neben dem Ansteuersignal  $u_1$  auch der zu erwartende Verlauf des Primärstroms  $i_1$  zu berücksichtigen. Für das Beispiel in Abb. 4.10 ist dieser daher auch beispielhaft dargestellt. Der maximale Betrag des Primärstroms ist für die Auswahl der Transistoren entscheidend.

#### 4.2.5 Experimentelle Konzeptvalidierung

Als Konzeptvalidierung wurden experimentelle Untersuchungen mit dem Konzept der inversen Vorsteuerung durchgeführt. Das Ansteuerungsprofil wurde dabei vor dem Betrieb berechnet. Alternativ wäre auch eine Berechnung in Echtzeit während des Betriebs denkbar. Diese Variante erfordert eine hohe Rechenleistung des Controllers, bietet aber keine signifikanten Vorteile. Der Vergleich zwischen Simulation und Messung wird im

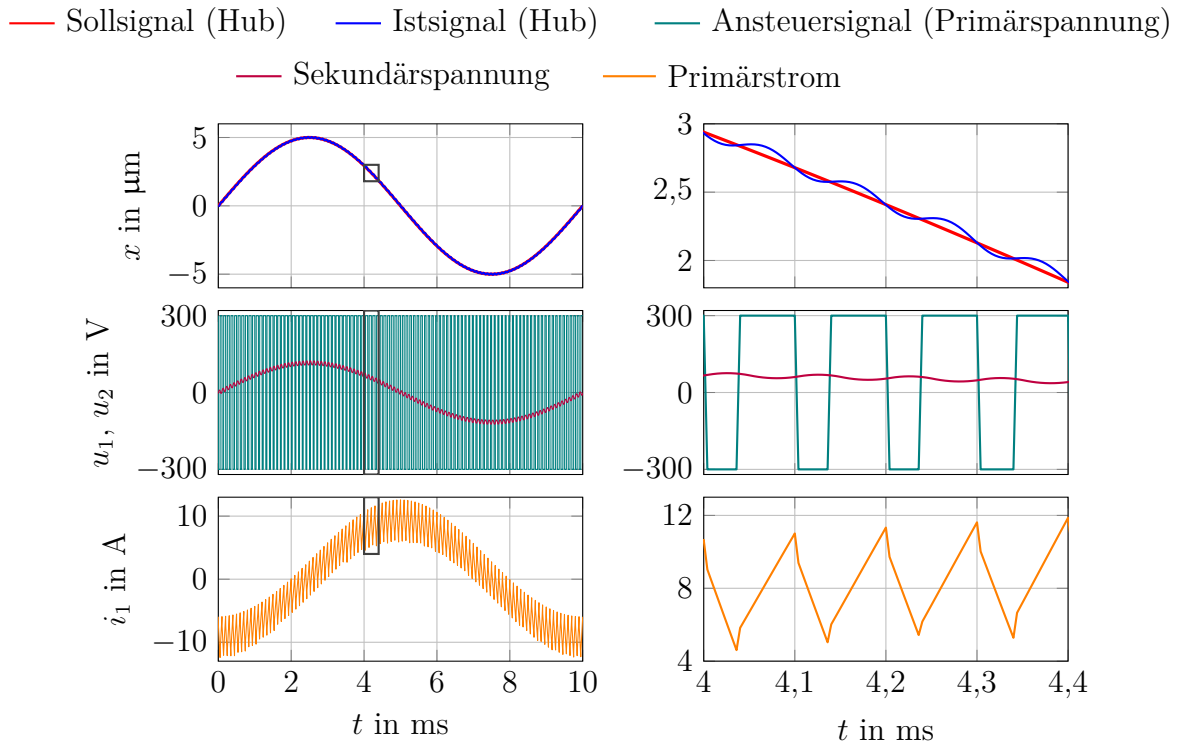


Abb. 4.10: Simulationsergebnisse der Anregung mit einem pulsweitenmodulierten Signal

Folgenden nur am Zeitverlauf der Sekundärspannung gezeigt, da diese eine große Ähnlichkeit zum Hubverlauf besitzt, sich aber mit deutlich geringerem Aufwand messtechnisch erfassen lässt. In Abb. 4.11 sind vier beispielhafte Sekundärspannungsverläufe gezeigt.

In allen Teilabbildungen sind Signale mit einer Grundfrequenz von 100 Hz dargestellt. In den Abb. 4.11a und 4.11b sind die Sekundärspannungsverläufe für ein Sinus- und ein  $C^2$ -stetig verrundetes Rechtecksignal dargestellt, jeweils bei einer Taktfrequenz der PWM von 10 kHz. Im Falle der harmonischen Anregung gibt es eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung. Bei der rechteckförmigen Anregung fällt eine deutliche Abweichung auf. Hier tritt ein deutlich ausgeprägtes Überschwingen auf, das im Falle größerer Spannungen zur Überschreitung der Depolarisationsfeldstärke des piezoelektrischen Aktors führen könnte. Weiterhin nimmt der Betrag des Mittelwertes des Rechteckplateaus langsam ab. Da bei diesen beiden Messungen die Taktfrequenz relativ nah oberhalb der mechanischen Resonanzfrequenz gewählt wurde, tritt noch eine deutliche

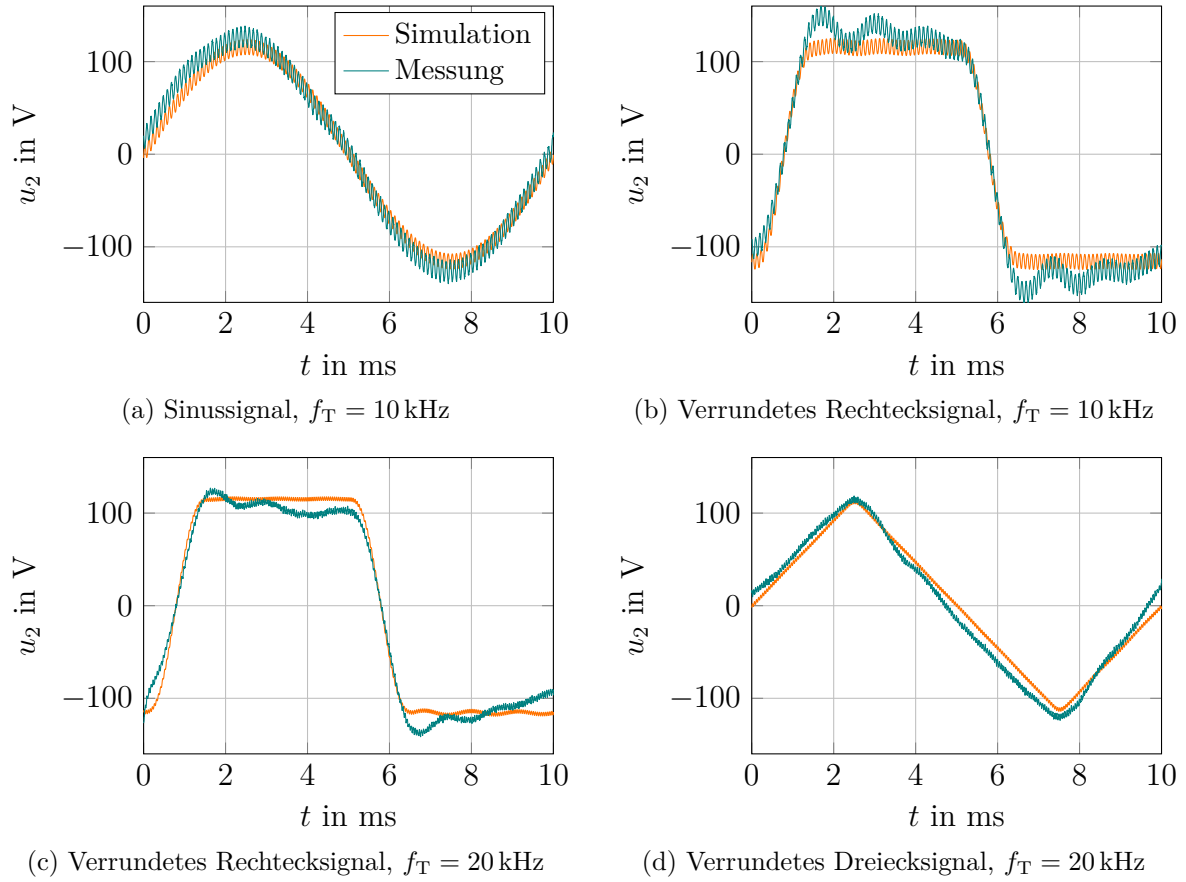


Abb. 4.11: Experimentelle Validierung des Ansteuerungskonzeptes mit inverser Vorsteuerung

che mechanische Schwingung auf, die durch die elektromechanische Kopplung sowohl in Simulation als auch in der Messung im Verlauf der Sekundärspannung zu erkennen ist. Um diese Schwingung zu verringern, wurden auch Messungen mit einer Taktfrequenz von 20 kHz durchgeführt. Diese sind in den Abb. 4.11c und 4.11d dargestellt. Abb. 4.11c zeigt erneut das Rechtecksignal. Es zeigt sich, dass die Abweichung nicht oder nur geringfügig von der gewählten Taktfrequenz abhängig ist. Die wesentliche Ursache ist eine Abweichung zwischen Modell und realem System. Für das in Abb. 4.11d gezeigte  $C^2$ -stetig verrundete Dreiecksignal zeigt sich wieder eine gute Übereinstimmung.



---

# Zusammenfassung und Ausblick

---

## 5.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde ein Entwurfskonzept für einen piezoelektrischen Aktor beschrieben, welcher berührungslos mit Energie versorgt wird. Dabei wurde neben der anwendungsspezifischen Auswahl eines geeigneten Aktors auch auf den Entwurf der mechanischen Komponenten eingegangen, die nötig sind um den Aktor vorzuspannen und vor Querkräften zu schützen. Den Schwerpunkt der Arbeit bildet der Entwurf des berührungslosen Energieübertragers. Hierbei handelt es sich um ein induktiv gekoppeltes System, d. h. im Wesentlichen um einen Transformator mit einem Luftspalt im Magnetkreis, der die Möglichkeit einer Relativbewegung der Sekundärseite gegenüber der Primärseite schafft. Weiterhin wird auch ein mögliches leistungselektronisches Konzept zur Ansteuerung der Aktorik vorgeschlagen. Es erfolgt ein modellbasierter Entwurf, der eine Dimensionierung der zuvor genannten Teilsysteme anhand der gewünschten mechanischen Größen Hub, Kraft und Bewegungsfrequenz ermöglicht. Die Frequenz kann dabei über einen relativ großen Bereich variiert werden, da der Entwurf nicht-resonant erfolgt.

Als praktisches Anwendungsbeispiel wird ein System entworfen, welches zur schwingungsüberlagerten Fräsbearbeitung eingesetzt werden kann. Mithilfe dieses Systems wird versucht, das Entwurfskonzept zu validieren. Abschließend werden die Ergebnisse verschiedener schwingungsüberlagelter Fräsversuche mithilfe dieses aktuierten Werkzeuges gezeigt und kurz analysiert. Es wird ein Ausblick dahingehend gegeben, wie die Ansteuerung erfolgen muss, um nahezu beliebige Bewegungsprofile des Fräasers zu generieren.

## 5.2 Eigene wissenschaftliche Beiträge

Bislang ist kein allgemeingültiges Entwurfskonzept für eine Aktorik zur schwingungsüberlagerten Fräsbearbeitung mit großem Ansteuerfrequenzbereich bekannt. Hier liegen die Herausforderungen vor allem im Entwurf des induktiven Energieübertragers. Unter Berücksichtigung diverser Effekte wie Streuung und Wirbelströme wurde ein Entwurfskonzept vorgeschlagen, das eine Ansteuerbandbreite von etwa einer Dekade aufweist. Die Arbeit beinhaltet die Modellbildung und den darauf aufbauenden Entwurf eines piezoelektrisch aktuierten Werkzeuges einschließlich des berührungslosen Energieübertragers. Der Entwurf eines solchen Energieübertragers wurde auf einer internationalen Fachkonferenz vorgestellt, [SKS16]. Das Entwurfskonzept für das aktuierte Werkzeug wurde in einer Fachzeitschrift veröffentlicht, [SS18]. Für das entworfene System wurden verschiedene Ansteuerkonzepte theoretisch und praktisch untersucht. Dies betrifft einerseits die sensorlose Regelung der Sekundärspannungsamplitude und andererseits die inverse Vorsteuerung. Für beide ansteuerungstechnischen Ansätze wurde die Funktionsfähigkeit des aktuierten Werkzeuges experimentell belegt.

## 5.3 Ausblick

Aus der Arbeit ergeben sich diverse Forschungsrichtungen, die in nachfolgenden Untersuchungen verfolgt werden können. Die bedeutendsten Untersuchungen sind:

- *Verbesserter Entwurf des Energieübertragers:*  
Das Magnetkreismodell, welches in dieser Arbeit zur Dimensionierung verwendet wurde, ist sehr stark vereinfacht. Diese Vereinfachungen haben im Ergebnis dazu



geführt, dass mit relativ geringem Aufwand numerisch eine Lösung des Gleichungssystems gefunden werden konnte. Es ist zu erwarten, dass die Entwurfsqualität deutlich erhöht werden kann, wenn ein komplexeres Magnetkreismodell verwendet wird. Insbesondere ist die Einführung eines sekundärseitigen Streuwiderstandes zu empfehlen.

- *Bauraumoptimaler Entwurf der Festkörpergelenke:*

Wie bereits in Kapitel 2.2.1 angedeutet, ist in dieser Arbeit nur eine sehr grundlegende Untersuchung zu möglichen Festkörpergelenkformen durchgeführt worden. Eine tiefergehende Analyse zu verschiedenen Formen und ihres benötigten Bau- raumes für einen vorgegebenen Hub unter Berücksichtigung der Festigkeit steht bislang aus.

- *Hubvergrößerung:*

Falls für andere Anwendungsziele eher Wert auf einen großen Hub als auf große Stellkräfte gelegt wird, ist die Integration eines Hubvergrößerungsmechanismus sinnvoll. Grund dafür ist, dass ein großer Hub ohne Übersetzung nur von einem sehr langen piezoelektrischen Aktor erreicht werden kann. Je länger das Werkzeug wird, desto stärker ist die Verschiebung des Fräasers infolge von radialen Schnittkräften. Die Folge ist ein Nachlaufen der Schneiden und damit verbunden ein schlechtes Schnittbild, welches von deutlichen Bearbeitungsriefen geprägt ist. Wenn ein kurzer Aktor mit einer Hubvergrößerung verwendet wird, kann dieses Problem umgangen werden. Überschlägliche Berechnungen haben ergeben, dass eine hydraulische Übersetzung ein vielversprechendes Konzept darstellt.

- *Hubmessung im Eingriff:*

Um den Fertigungsprozess besser charakterisieren zu können, wäre eine Hubmessung des Werkzeuges im Eingriff sinnvoll. Bislang wurde in dieser Arbeit grundsätzlich davon ausgegangen, dass der piezoelektrische Aktor deutlich steifer ist als das zu zerspanende Material. Daraus wurde direkt die Rückwirkungsfreiheit angenommen. Auch wenn die Ergebnisse der Schnittanalyse ein Indiz sind, dass diese Annahme gültig ist, sollte die Annahme mit einer Hubmessung verifiziert werden.



---

## Literaturverzeichnis

---

- [Auv15] AUVIGNE, C. B.: *Electrical and Magnetic Modeling of Inductive Coupled Power Transfer Systems*, École Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Diss., 2015
- [BD06] BREHL, D. ; DOW, T.: 3-D Microstructure Creation Using Elliptical Vibration-assisted Machining, 2006
- [BD08] BREHL, D. ; DOW, T.: Review of vibration-assisted machining. In: *Precision Engineering* 32 (2008), S. 153–172. <http://dx.doi.org/10.1016/j.precisioneng.2007.08.003>. – DOI 10.1016/j.precisioneng.2007.08.003
- [BS04] BAUSCH, H. ; STEFFEN, K.: *Elektrotechnik - Grundlagen*. Teubner, 2004. <http://dx.doi.org/3-519-46820-4>. <http://dx.doi.org/3-519-46820-4>
- [CZHC18] CHEN, W. ; ZHENG, L. ; HUO, D. ; CHEN, Y.: Surface texture formation by non-resonant vibration assisted micro milling. In: *Journal of Micromechanical Engineering* 28 (2018). <http://dx.doi.org/10.1088/1361-6439/aaa06f>. – DOI 10.1088/1361-6439/aaa06f
- [Dah18] DAHLMANN, Martin: Handschriftliche Aufzeichnungen: Herleitung der Flussverteilung in rotationssymmetrischen Spulenfenstern. (2018)

- [ES91] ESSER, A. ; SKUDELNY, H.-C.: A New Approach to Power Supplies for Robots. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 27 (5) (1991), S. 872–875
- [ETO15] ETO GROUP: Website: Produkte//Magnetoshape (30.11.2015). <http://etogroup.com/MAGNETOSHAPE.html>. Version: 2015
- [GFBK13] GOENAGA, E. ; FERRIEUX, J.-P. ; BARBAROUX, J. ; KWIMANG, G.: Low and Medium Frequency Contactless Power Transfer System for Piezoelectric Actuators in Aeronautical Applications, 2013
- [GHSS05] GROSS, D. ; HAUGER, W. ; SCHNELL, W. ; SCHRÖDER, J.: *Technische Mechanik 2, Elastostatik*. Bd. 8. ISBN 3540243127 : Springer, 2005
- [GSB<sup>+</sup>16] GANDHI, R. ; SEBASTIAN, D. ; BASU, S. ; MANN, J. ; IGLESIAS, P. ; SALDANA, C.: Surfaces by vibration/modulation-assisted texturing for tribological applications. In: *Int. Journal of Advanced Manufacturing Technology* 85 (2016), S. 909–920. <http://dx.doi.org/10.1007/s00170-015-7968-3>. – DOI 10.1007/s00170-015-7968-3
- [HD07] HAGEDORN, P. ; DASGUPTA, A.: *Vibration and Waves in Continuous Mechanical Systems*. ISBN 978-0470-51738-3 : Wiley, 2007
- [KK13] KULKARNI, S. ; KHAPARDE, S.: *Transformer Engineering, Design, Technology and Diagnostics*. 2. ISBN 9781439853771 : CRC Press, 2013
- [KK16] KATARIA, R. ; KUMAR, J.: Ultrasonic machining: A Review. In: *Advanced Materials Research* 1137 (2016), S. 61–78. <http://dx.doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.1137.61>. – DOI 10.4028/www.scientific.net/AMR.1137.61
- [KKKV14] KUMAR, M. ; KANMANI, S. ; KRISHNA, V. ; VENUGOPAL, A.: Vibration Assisted Conventional and Advanced Machining: A Review. In: *Procedia Engineering* 97 (2014), S. 1577–1586. <http://dx.doi.org/10.1016/j.proeng.2014.12.441>. – DOI 10.1016/j.proeng.2014.12.441

- [KM12] KAZMIERKOWSKI, M.P. ; MORADEWICZ, A.J.: Unplugged but Connected: Review of Contactless Energy Transfer Systems. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* (Dec 2012), S. 47–55. <http://dx.doi.org/10.1109/MIE.2012.2220869>. – DOI 10.1109/MIE.2012.2220869
- [KS15] KÖHLER, J. ; SEIBEL, A.: FTS-based face milling of micro structures. In: *Procedia CIRP* 28 (2015), S. 58–63. <http://dx.doi.org/10.1016/j.procir.2015.04.011>. – DOI 10.1016/j.procir.2015.04.011
- [Lin13] LIN, J. C.: Wireless Power Transfer for Cell Phones or Other Mobile Communication Devices and Biological Implantations. In: *IEEE Microwave Magazine* Jul/Aug 2013 (2013), S. 18–22. <http://dx.doi.org/10.1109/MMM.2013.2259409>. – DOI 10.1109/MMM.2013.2259409
- [McL04] MCLYMAN, C.: *Transformer and Inductor Design Handbook*. 3. ISBN 0824753933 : Marcel Dekker Inc., 2004
- [MK09] MORADEWICZ, A.J. ; KAZMIERKOWSKI, M.P.: High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter. In: *Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences* 57 (4) (2009), S. 375–381. <http://dx.doi.org/10.2478/v10175-010-0141-0>. – DOI 10.2478/v10175-010-0141-0
- [NEK<sup>+</sup>10] NAGATSUKA, Y. ; EHARA, N. ; KANEKO, Y. ; ABE, S. ; YASUDA, T.: Compact Contactless Power Transfer System for Electric Vehicles. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 807-813, 21-24 June 2010
- [OC09] OVERCASH, J. ; CUTTINO, J.: Design and experimental results of a tunable vibration turning device operating at ultrasonic frequencies. In: *Precision Engineering* 33 (2009), S. 127–134. <http://dx.doi.org/10.1016/j.precisioneng.2008.04.006>. – DOI 10.1016/j.precisioneng.2008.04.006
- [PI 15a] PI CERAMIC GMBH: *Website: Products//PICA Piezoelectric Actuators//PICA Power Actuators (30.11.2015)*. <http://www.piceramic.com/product-detail-page/p-010xxp-p-056xxp-102700.html>.  
Version: 2015

- [PI 15b] PI CERAMIC GMBH: *Website: Products//PICMA Multilayer Piezo Actuators//PICMA Stack Actuators (30.11.2015)*. <http://www.piceramic.com/product-detail-page/p-882-p-888-100810.html>. Version: 2015
- [PI 15c] PI CERAMIC GMBH: *Website: Products//Piezoelectric Materials: Material Data Sheet (30.11.2015)*. [http://www.piceramic.com/download/PI\\_Ceramic\\_Material\\_Data.pdf](http://www.piceramic.com/download/PI_Ceramic_Material_Data.pdf). Version: 2015
- [PM13] PECAT, O. ; MEYER, I.: Low frequency vibration assisted drilling of aluminium alloys. In: *Advanced Materials Research* 769 (2013), S. 131–138. <http://dx.doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.769.131>. – DOI 10.4028/www.scientific.net/AMR.769.131
- [San18] SANTOOL WERKZEUGE GMBH: *Website: SanTool (01.08.2018)*, 2018. <https://www.shop.santool.de/de/werkzeugaufnahmen/hsk/spannfutter/spannzangenfutter-er/hsk-a-63/spannzangenfutter-er-hsk-a63-er-40-160mm.html>
- [Sch04] SCHULTE, Th.: *Stromrichter- und Regelungskonzepte für Ultraschall-Wanderwellenmotoren*. VDI Fortschritt-Berichte, Reihe 21, Elektrotechnik, Band 363, 2004
- [Sch12] SCHAEFFLER TECHNOLOGIES, INA: *Metall-Polymer-Verbundgleitlager*, 2012
- [SKS16] SILGE, M. ; KELLERER, T. ; SATTEL, T.: Design concept for frequency-variable electromagnetic contactless energy transfer systems powering vibrational actuators in rotary machining. In: *IEEE PEDES 2016 (IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems)*. 14-17 December 2016, Trivandrum, India, 2016
- [SMSDJ16] SUZUKI, H. ; MARSHALL, M. ; SIMS, N. ; DWYER-JOYCE, R.: Design and implementation of a non-resonant vibration-assisted machining device to create bespoke surface textures. In: *Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part C: Journal of Mechanical Engineering Science* (2016). <http://dx.doi.org/10.1177/0954406215625087>. – DOI 10.1177/0954406215625087

- [SS18] SILGE, M. ; SATTEL, T.: Design of contactlessly powered and piezoelectrically actuated tools for non-resonant vibration assisted milling. In: *Actuators* 7(2) (2018). <http://dx.doi.org/10.3390/act7020019>. – DOI 10.3390/act7020019
- [TC14] TREVISAN, R. ; COSTANZO, A.: State-of-the-art of contactless energy transfer (CET) systems: Design rules and applications. In: *Wireless Power Transfer* 1 (2014), S. 10–20
- [TdV18] TdVIB LLC: *Website: Products//Terfenol-D: Physical Properties, (01.08.2018)*, 2018. <http://tdvib.com/terfenol-d/>
- [TRS15] TRS CERAMICS, INC.: *Manual: Electrostrictors*. 2015
- [TU 15] TU DARMSTADT, INSTITUT FÜR ELEKTROMECHANISCHE KONSTRUKTION: *Website: Forschung//Elektroaktive Polymere*. <http://www.emk.tu-darmstadt.de/mems/forschung/eap/>. Version: 2015
- [ZLLL16] ZHU, X. ; LIN, B. ; LIU, L. ; LUAN, Y.: Power Transfer Performance and Cutting Force Effects of Contactless Energy Transfer System for Rotary Ultrasonic Grinding. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63 (5) (May 2016), S. 2785–2795. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2016.2514352>. – DOI 10.1109/TIE.2016.2514352
- [ZZH<sup>+</sup>17] ZHU, W. ; ZHU, Z. ; HE, Y. ; EHRMANN, K. ; JU, B. ; LI, S.: Development of a Novel 2-D Vibration Assisted Compliant Cutting System for Surface Texturing. In: *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 22 (4) (2017), S. 1796–1806. <http://dx.doi.org/10.1109/TMECH.2017.2693996>. – DOI 10.1109/TMECH.2017.2693996





---

## Diverse Berechnungen für die Modellbildung

---

### A.1 Biegelinie einer Kreisringplatte

Die gewöhnliche Differenzialgleichung zur Berechnung der Biegelinie lautet

$$\Delta \Delta w = \frac{p}{K}. \quad (\text{A.1})$$

In Zylinderkoordinaten folgt daraus

$$r^4 w'''' + 2 r^3 w''' - r^2 w'' + r w' = \frac{p r^4}{K}. \quad (\text{A.2})$$

Die homogene Lösung dieser Differenzialgleichung kann durch ein Substitutionsverfahren gewonnen werden. Hierfür wird die Ersetzung

$$r = e^t \quad \Rightarrow \quad \frac{dr}{dt} = e^t \quad \Rightarrow \quad \frac{dt}{dr} = e^{-t} \quad (\text{A.3})$$

verwendet. Für die verschiedenen Ableitungen der Biegelinie  $w(r)$  folgt mit der Kettenregel

$$\begin{aligned} w' &= \frac{dw}{dr} = \frac{dw}{dt} \frac{dt}{dr} \\ &= \dot{w} e^{-t}, \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned} w'' &= \frac{dw'}{dr} = \frac{dw'}{dt} \frac{dt}{dr} = (\ddot{w} e^{-t} - \dot{w} e^{-t}) e^{-t} \\ &= (\ddot{w} - \dot{w}) e^{-2t}, \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{aligned} w''' &= \frac{dw''}{dr} = \frac{dw''}{dt} \frac{dt}{dr} = [(\dot{\ddot{w}} - \ddot{w}) e^{-2t} - 2(\ddot{w} - \dot{w}) e^{-2t}] e^{-t} \\ &= (\dot{\ddot{w}} - 3\ddot{w} + 2\dot{w}) e^{-3t}, \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{aligned} w'''' &= \frac{dw'''}{dr} = \frac{dw'''}{dt} \frac{dt}{dr} = [(\ddot{\ddot{w}} - 3\dot{\ddot{w}} + 2\ddot{w}) e^{-3t} - 3(\dot{\ddot{w}} - 3\ddot{w} + 2\dot{w}) e^{-3t}] e^{-t} \\ &= (\ddot{\ddot{w}} - 6\dot{\ddot{w}} + 11\ddot{w} - 6\dot{w}) e^{-4t}. \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Eingesetzt in (A.2) folgt die Differenzialgleichung zur Ermittlung der homogenen Lösung

$$\ddot{\ddot{w}} - 6\dot{\ddot{w}} + 11\ddot{w} - 6\dot{w} + 2\ddot{w} - 6\ddot{w} + 4\dot{w} - \ddot{w} + \dot{w} + \ddot{w} = 0, \quad (\text{A.8})$$

$$\ddot{\ddot{w}} - 4\dot{\ddot{w}} + 4\ddot{w} = 0. \quad (\text{A.9})$$

Auf diese Differenzialgleichung kann der  $e^{\lambda t}$ -Ansatz angewendet werden. Das charakteristische Polynom lautet

$$\lambda^4 - 4\lambda^3 + 4\lambda^2 = 0 \quad \Rightarrow \quad \lambda_1 = \lambda_2 = 0, \lambda_3 = \lambda_4 = 2. \quad (\text{A.10})$$

Damit folgt die allgemeine homogene Lösung

$$w_h(t) = \sum_{i=1}^4 C_i e^{\lambda_i t} \quad (\text{A.11})$$

$$= C_1 + C_2 t + C_3 e^{2t} + C_4 t e^{2t}. \quad (\text{A.12})$$

Die Rücktransformation erfolgt mit  $t = \ln(r)$ ,

$$w_h(r) = C_1 + C_2 \ln r + C_3 r^2 + C_4 r^2 \ln r. \quad (\text{A.13})$$

Die partikuläre Lösung wird mit der Ansatzfunktion  $w_p(r) = a r^4$  ermittelt. Es folgt dann

$$24 a r^4 + 48 a r^4 - 12 a r^4 + 4 a r^4 = 64 a r^4 = \frac{p}{K} r^4 \quad \Rightarrow \quad a = \frac{p}{64 K}. \quad (\text{A.14})$$

Die Biegelinie  $w(r)$  lautet damit

$$w(r) = w_h(r) + w_p(r) = C_1 + C_2 \ln r + C_3 r^2 + C_4 r^2 \ln r + \frac{p}{64 K} r^4. \quad (\text{A.15})$$

Die Integrationskonstanten werden mittels Randbedingungen bestimmt. Bekannt sind die Verschiebungen an Innen- und Außenradius, sowie der Anstieg der Biegelinie an diesen Stellen, d. h.

$$\begin{aligned} (i) \quad w(r_i) &= w_{\max}, \\ (ii) \quad w(r_a) &= 0, \\ (iii) \quad w'(r_i) &= 0, \\ (iv) \quad w'(r_a) &= 0. \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Daraus ergibt sich das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} 1 & \ln r_i & r_i^2 & r_i^2 \ln r_i \\ 1 & \ln r_a & r_a^2 & r_a^2 \ln r_a \\ 0 & \frac{1}{r_i} & 2 r_i & r_i (2 \ln r_i + 1) \\ 0 & \frac{1}{r_a} & 2 r_a & r_a (2 \ln r_a + 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\max} - \frac{p r_i^4}{64 K} \\ -\frac{p r_a^4}{64 K} \\ -\frac{p r_i^3}{16 K} \\ -\frac{p r_a^3}{16 K} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.17})$$

Damit ist die Differenzialgleichung eindeutig gelöst.

## A.2 Effektive Trägheit eines quasistatisch verformten Körpers

Um die effektive Massenträgheitswirkung des Piezoaktors zu bestimmen, wird ein Ansatz über die differenzielle kinetische Energie gewählt. Der Hubverlauf lässt sich quasistatisch beschreiben durch

$$u(z) = U(z) T(t) = u_{\max} \frac{z}{l} T(t). \quad (\text{A.18})$$

Die Geschwindigkeit  $v$  folgt durch Differenziation nach  $t$ ,

$$v(z) = \dot{u}(z) = u_{\max} \frac{z}{l} \dot{T}(t). \quad (\text{A.19})$$

Die kinetische Energie lässt sich über das Integral

$$E_{\text{kin}} = \int_0^l \frac{\rho A}{2} v^2(z) dz = \frac{\rho A u_{\max}^2}{2 l^2} \dot{T}(t) \int_0^l z^2 dz = \frac{\rho A l u_{\max}^2}{6} \dot{T}(t) \quad (\text{A.20})$$

berechnen.

Der Aktor soll nun auf einen Massepunkt mit derselben kinetischen Energie reduziert werden. Der Hub des Massepunktes ist nur noch abhängig von  $t$ . Er lautet

$$\tilde{u} = \tilde{U} T(t) = u_{\max} T(t). \quad (\text{A.21})$$

Es folgt daraus die Geschwindigkeit

$$\tilde{v} = u_{\max} \dot{T}(t). \quad (\text{A.22})$$

Die kinetische Energie eines Massepunktes mit der Masse  $m_{\text{eff}}$  lässt sich beschreiben mittels

$$\tilde{E}_{\text{kin}} = \frac{m_{\text{eff}} \tilde{v}^2}{2} = \frac{m_{\text{eff}} u_{\max}^2}{2} \dot{T}(t). \quad (\text{A.23})$$

Mit dem Ansatz  $\tilde{E}_{\text{kin}} = E_{\text{kin}}$  folgt für die effektive Masse

$$m_{\text{eff}} = \rho A l / 3 = m / 3. \quad (\text{A.24})$$

### A.3 Zugspannung in einem rotierenden Ring

Um die Festigkeit der Kupferdrähte innerhalb der rotierenden Sekundärspule überprüfen zu können, wird die Zugbelastung eines rotierenden Ringes infolge seiner Massenträgheit berechnet, siehe Abb. A.1.

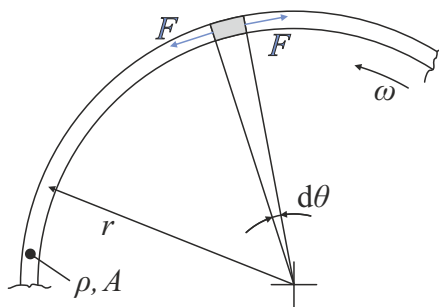


Abb. A.1: Skizze der verwendeten Größen zur Berechnung der Zugspannung in einem rotierenden Ring

Die resultierende Kraft kann differenziell bestimmt werden über

$$dF_{\text{res}} = dm a = F d\theta. \quad (\text{A.25})$$

Die Zentripetalbeschleunigung lautet

$$a = v^2/r = \omega^2 r. \quad (\text{A.26})$$

Die differenzielle Masse  $dm$  folgt aus der Dichte  $\rho$  und der Ringquerschnittsfläche  $A$ ,

$$dm = \rho A \cdot r d\theta. \quad (\text{A.27})$$

Für die Zugspannung  $\sigma_z$  folgt aus diesen Gleichungen

$$\sigma_z = F/A = \rho \omega^2 r^2. \quad (\text{A.28})$$

## A.4 Flussverteilung im Spulenfenster

Als Abschätzung für den Streuflusswiderstand im magnetischen Ersatzschaltbild wird untersucht, wie sich der magnetische Fluss im Spulenfenster ausprägt. Für die Berechnung wird ein infinitesimales Volumenelement innerhalb des Spulenfensters betrachtet, siehe Abb. A.2. Die Herleitung für den Primärkreis ist den Aufzeichnungen von M. Dahmann [Dah18] entnommen. Für den Sekundärkreis wurde der Ansatz an die veränderte Geometrie angepasst.

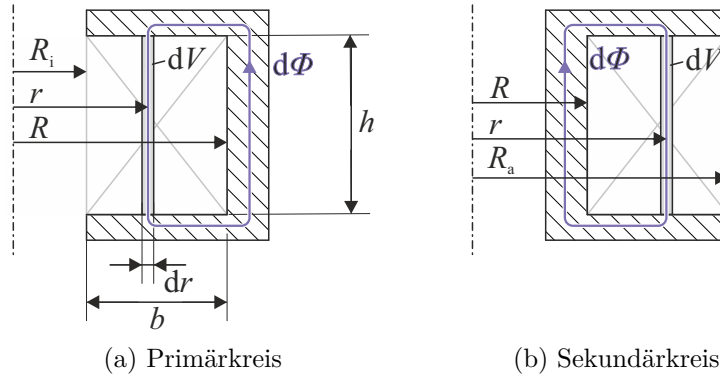


Abb. A.2: Skizze der verwendeten Größen zur Berechnung der Flussverteilung

**Primärkreis:** Der Aufbau des Primärkreises ist in Abb. A.2a gezeigt. Der infinitesimale magnetische Leitwert  $d\Lambda$  des Volumenstücks  $dV$  ist

$$d\Lambda = \frac{\mu_0 2 \pi r dr}{h}, \quad (\text{A.29})$$

wobei  $\Lambda = 1/R_m$  der Kehrwert des magnetischen Widerstandes ist. Die Durchflutung  $\Theta(r)$  kann unter der Annahme einer über  $r$  konstanten Stromdichte  $J$  im Spulenfenster berechnet werden mit

$$\Theta(r) = h (R - r) J. \quad (\text{A.30})$$

Der infinitesimale magnetische Fluss  $d\phi(r)$  durch  $dV$  ergibt sich aus dem magnetischen Leitwert und der Durchflutung gemäß

$$d\phi(r) = d\Lambda \Theta(r), \quad (\text{A.31})$$

wobei sich der gesamte magnetische Fluss  $\phi$  aus der Integration

$$\begin{aligned} \phi &= \int_{R_i}^R d\phi = 2\pi\mu_0 J \int_{R_i}^R (Rr - r^2) dr = 2\pi\mu_0 J \left[ \frac{R}{2} r^2 - \frac{1}{3} r^3 \right]_{R_i}^R \\ &= \frac{1}{3} \pi \mu_0 J (R^3 - 3R R_i^2 + 2R_i^3) \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

ergibt. Die gesamte Durchflutung ergibt sich aus Gleichung (A.30), wenn für  $r$  der Innenradius  $R_i$  eingesetzt wird, da das gesamte Spulenfenster eingeschlossen ist, d. h.

$$\Theta = \Theta(R_i) = h(R - R_i) J. \quad (\text{A.33})$$

Der effektiv wirksame magnetische Leitwert ergibt sich wiederum aus dem Quotienten aus Gesamtfluss und Gesamtdurchflutung, also

$$\begin{aligned} \Lambda_{\text{eff}} &= \frac{\phi}{\Theta} = \frac{\frac{1}{3} \pi \mu_0 J (R^3 - 3R R_i^2 + 2R_i^3)}{h(R - R_i) J} = \frac{\pi \mu_0 (R^2 + R R_i - 2R_i^2) (R - R_i)}{3h(R - R_i)} \\ &= \frac{\pi \mu_0 (R^2 + R R_i - 2R_i^2)}{3h}. \end{aligned} \quad (\text{A.34})$$

Wenn für  $R = R_i + b$  eingesetzt wird, kann der Ausdruck weiter vereinfacht werden zu

$$\Lambda_{\text{eff}} = \frac{\mu_0 \pi b (R_i + \frac{b}{3})}{h} \quad (\text{A.35})$$

bzw. in Form eines magnetischen Widerstandes

$$R_{\text{m},\sigma,\text{eff}} = \frac{h}{\mu_0 \pi b (R_i + \frac{b}{3})}. \quad (\text{A.36})$$

**Sekundärkreis:** Der Aufbau des Sekundärkreises ist in Abb. A.2b gezeigt. Er ist eine gespiegelte Version des zuvor betrachteten Primärkreises. Der magnetische Leitwert  $d\Lambda$

sowie die Berechnungsvorschrift für den Fluss  $d\phi(r)$  bleiben unverändert, also

$$d\Lambda = \frac{\mu_0 2\pi r dr}{h} \quad \text{und} \quad d\phi(r) = d\Lambda \Theta(r). \quad (\text{A.37})$$

Die Funktion der Durchflutung  $\Theta(r)$  verändert sich zu

$$\Theta(r) = h (r - R) J, \quad (\text{A.38})$$

wobei die gesamte Durchflutung

$$\Theta(r) = h (R_a - R) J \quad (\text{A.39})$$

ist. Die Integration zum gesamten magnetischen Fluss  $\phi$  ergibt

$$\phi = \int_R^{R_a} d\phi = \frac{1}{3} \pi \mu_0 J (2 R_a^3 - 3 R R_a^2 - R^3). \quad (\text{A.40})$$

Der effektiv wirksame magnetische Leitwert lautet damit

$$\Lambda_{\text{eff}} = \frac{\pi \mu_0 (-R^2 - R R_a + 2 R_a^2)}{3 h}. \quad (\text{A.41})$$

Mit  $R = R_a - b$  wird der Ausdruck erneut vereinfacht,

$$\Lambda_{\text{eff}} = \frac{\mu_0 \pi b (R_a - \frac{b}{3})}{h} \quad (\text{A.42})$$

bzw. in Form eines magnetischen Widerstandes

$$R_{\text{m},\sigma,\text{eff}} = \frac{h}{\mu_0 \pi b (R_a - \frac{b}{3})}. \quad (\text{A.43})$$



## A.5 Elektromechanische Ersatzschaltbilder für piezoelektrische Aktoren

In Kapitel 3.1 wird das lineare Gleichungssystem zur Beschreibung des elektromechanischen Verhaltens von piezoelektrischen Aktoren eingeführt,

$$\begin{bmatrix} F_P \\ q_P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_P & -\alpha \\ \alpha & C_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_P \\ u_P \end{bmatrix}. \quad (\text{A.44})$$

Mit einer mechanischen Last, bestehend aus einer Lastmasse  $m$ , einer Dämpfung  $d$  und einer Laststeifigkeit  $k_L$ , ergibt sich die Gleichung

$$F_P = -m \ddot{x}_P - d \dot{x}_P - k_L x_P. \quad (\text{A.45})$$

**Ersatzschaltbild mit abhängigen Strom- und Spannungsquellen:** Eine Darstellungform der Gleichungen in Netzwerkform ergibt sich durch getrennte Auswertung der mechanischen und elektrischen Differentialgleichungen. Aus Gleichung (A.44) folgt

$$i_P = \dot{q}_P = \alpha \dot{x}_P + C_B \dot{u}_P, \quad (\text{A.46})$$

was in einem Ersatzschaltbild entsprechend Abb. A.3a dargestellt werden kann. Aus den Gleichungen (A.44) und (A.45) folgt

$$\alpha u_P = m \ddot{x}_P + d \dot{x}_P + k x_P, \quad (\text{A.47})$$

für  $k = k_P + k_L$ . Dies kann mit elektromechanischer Analogie als elektrisches Netzwerk dargestellt werden, siehe Abb. A.3b.

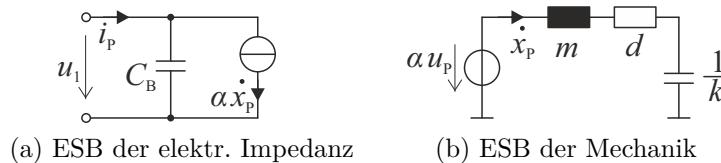


Abb. A.3: Ersatzschaltbild mit abhängigen Strom- und Spannungsquellen

Es folgt somit ein Ersatzschaltbild mit getrenntem elektrischen und mechanischen Teil. Die Kopplung zwischen beiden Teilen erfolgt über die geschwindigkeitsgesteuerte Stromquelle und die spannungsgesteuerte Kraftquelle.

**Ersatzschaltbild mit passiven Bauteilen:** Eine zweite Darstellungsform ergibt sich durch direkte Transformation der mechanischen Bauteile in das elektrische Netzwerk. Es lässt sich zeigen, dass das elektrische Netzwerk in Abb. A.4 ebenfalls in der Lage ist, das elektromechanische Verhalten abzubilden. Dies lässt sich am einfachsten durch den

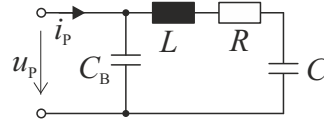


Abb. A.4: Ersatzschaltbild mit passiven Bauteilen

Vergleich der resultierenden Impedanzen zeigen. Die Impedanz des Netzwerks in Abb. A.4 lässt sich berechnen über

$$Z(s) = \frac{1}{s C_B} \parallel \left( s L + R + \frac{1}{s C} \right) = \frac{1}{s C_B} \frac{s^2 L C + s R C + 1}{s^2 L C + s R C + 1 + C/C_B}. \quad (\text{A.48})$$

Die Impedanz, welche sich aus Gleichung (A.44) ergibt, folgt aus

$$Z_P(s) = \frac{u_P(s)}{i_P(s)}. \quad (\text{A.49})$$

Hier muss zunächst eine Laplace-Transformation durchgeführt werden. Für Gleichung (A.47) folgt

$$\alpha u_P = m \ddot{x}_P + d \dot{x}_P + k x_P \quad \circ \longrightarrow \bullet \quad \alpha u_P(s) = (m s^2 + d s + k) x_P(s). \quad (\text{A.50})$$

Für Gleichung (A.46) folgt

$$i_P = \dot{q}_P = \alpha \dot{x}_P + C_B \dot{u}_P \quad \circ \longrightarrow \bullet \quad i_P(s) = s q_P(s). \quad (\text{A.51})$$

Aus diesen beiden Gleichungen kann die Impedanz  $Z_P(s)$  bestimmt werden. Es ergibt sich

$$Z_P(s) = \frac{1}{s C_B} \frac{s^2 m/k + s d/k + 1}{s^2 m/k + s d/k + 1 + \alpha^2/(k C_B)}. \quad (\text{A.52})$$

Die Parameter  $L$ ,  $R$  und  $C$  des Ersatzschaltbildes können nun mithilfe eines Koeffizientenvergleiches zwischen den Impedanzen  $Z(s)$  und  $Z_P(s)$  ermittelt werden,

$$C = \frac{\alpha^2}{k}, \quad R = \frac{d}{\alpha^2}, \quad L = \frac{m}{\alpha^2}. \quad (\text{A.53})$$

## A.6 Berechnung der elektrischen Eigenfrequenz

Aus dem Zustandsraummodell (3.12) in Kapitel 3.1 geht aufgrund der Wahl des Zustandsvektors die elektrische Eigenfrequenz nicht direkt hervor. Das charakteristische Polynom  $\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$  führt auf ein Polynom 5. Ordnung, dessen Nullstellen nicht analytisch bestimmt werden können. Somit ist es nicht möglich, die elektrische Eigenfrequenz mit dem vorgestellten Modell in Form eines analytischen Ausdruckes zu ermitteln. Aus diesem Grund wird im Folgenden versucht, diese Eigenfrequenz durch einen anderen Modellierungsansatz näherungsweise zu bestimmen. Als Ansatz wird das in Kapitel 1.3.3 beschriebene T-Ersatzschaltbild des Transformators benutzt, welches in Abb. A.5 dargestellt ist. Der piezoelektrische Aktor wird hier nur als einfache Kapazität modelliert. Durch eine Parallelschaltung eines seriellen  $L$ - $R$ - $C$ -Gliedes mit der Kapazität des Aktors kann auch das elektromechanische Verhalten berücksichtigt werden. Das Vorgehen hierfür ist in Anhang A.5 beschrieben. Im Sinne der Übersichtlichkeit wurde im Folgenden darauf verzichtet. Ziel dieser Untersuchung soll es sein, herauszufinden, welche Parameter die elektrische Eigenfrequenz besonders stark beeinflussen. Diese können dann zur Anpassung der Eigendynamik benutzt werden. Speziell im vorliegenden Fall kann diese Erkenntnis verwendet werden, um die elektrische Eigenfrequenz in den Frequenzbereich oberhalb des Arbeitsfrequenzbereichs zu verschieben.

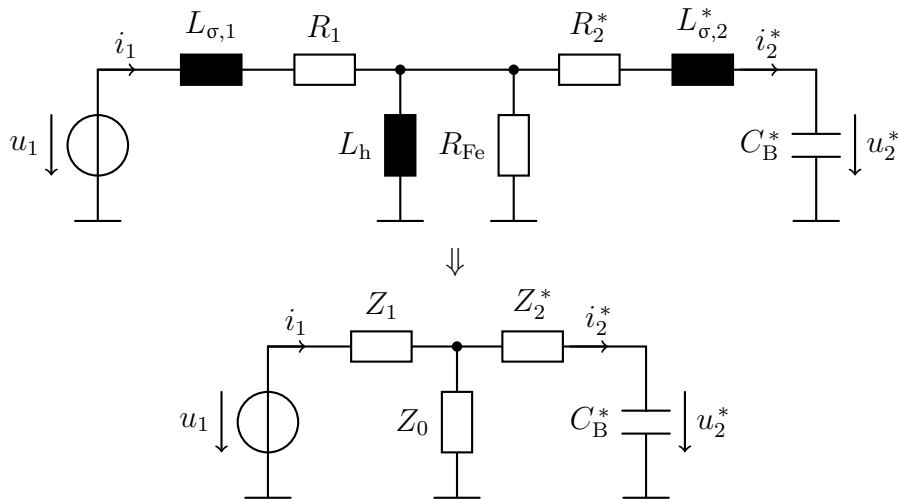


Abb. A.5: Ersatzschaltbild des Systems bestehend aus dem berührungslosen Energieübertrager und dem piezoelektrischen Aktor (vereinfacht modelliert als ideale Kapazität)

Die Ersatzimpedanzen können berechnet werden mittels

$$Z_0 = s L_h \parallel R_{Fe} = \frac{s L_h R_{Fe}}{s L_h + R_{Fe}}, \quad (\text{A.54})$$

$$Z_1 = s L_{\sigma,1} + R_1, \quad (\text{A.55})$$

$$Z_2^* = s L_{\sigma,2}^* + R_2^*. \quad (\text{A.56})$$

Der Primärstrom  $i_1$  kann mithilfe der Gesamtimpedanz berechnet werden,

$$i_1 = \frac{u_1}{Z_1 + Z_{\text{ers}}}, \quad (\text{A.57})$$

wobei  $Z_{\text{ers}}$  der resultierenden Impedanz aus den parallel angeordneten Einzelimpedanzen entspricht, d. h.

$$Z_{\text{ers}} = Z_0 \parallel \left( Z_2^* + \frac{1}{s C_B^*} \right) = \frac{Z_0 (s C_B^* Z_2^* + 1)}{s C_B^* (Z_0 + Z_2^*) + 1}. \quad (\text{A.58})$$

Der Sekundärstrom  $i_2^*$  berechnet sich aus der Maschengleichung,

$$u_1 = Z_1 + Z_0 (i_1 - i_2^*) = (Z_1 + Z_0) i_1 - Z_0 i_2^* \quad (\text{A.59})$$

$$i_2^* = u_1 \frac{1}{Z_0} \frac{Z_0 - Z_{\text{ers}}}{Z_1 + Z_{\text{ers}}}. \quad (\text{A.60})$$

Aus dem Sekundärstrom kann die Sekundärspannung berechnet werden,

$$u_2^* = \frac{1}{s C_B^*} i_2^* = u_1 \frac{1}{s C_B^* Z_0} \frac{Z_0 - Z_{\text{ers}}}{Z_1 + Z_{\text{ers}}}, \quad (\text{A.61})$$

$$u_2 = \gamma u_2^* = u_1 \frac{\gamma}{s C_B^* Z_0} \frac{Z_0 - Z_{\text{ers}}}{Z_1 + Z_{\text{ers}}}. \quad (\text{A.62})$$

Die Übertragungsfunktion zwischen Sekundär- und Primärspannung  $G_u(s)$  lautet entsprechend

$$G_u(s) = \frac{u_2(s)}{u_1(s)} = \frac{\gamma}{s C_B^* Z_0} \frac{Z_0 - Z_{\text{ers}}}{Z_1 + Z_{\text{ers}}}. \quad (\text{A.63})$$

Werden nun alle Ersatzimpedanzen in die Übertragungsfunktion eingesetzt, folgt ein System 4. Ordnung, dessen Eigenwerte nicht analytisch bestimmt werden können. Um diese berechnen zu können, werden im Folgenden Annahmen getroffen. Es wird davon ausgegangen, dass  $R_1$  und  $R_2$  vernachlässigbar klein sind. Weiterhin wird angenommen,

dass  $R_{Fe}$  sehr groß ist, d. h. Wirbelströme haben keinen Einfluss. Da diese Widerstände keinen Einfluss auf die ungedämpfte Eigenfrequenz haben, kann zumindest für diese eine Untersuchung stattfinden, welche Einflussgrößen besonders relevant sind. Mit den zuvor genannten Annahmen,  $R_1 = R_2 = 0$  und  $R_{Fe} \rightarrow \infty$  folgt für die Ersatzimpedanzen

$$Z_0 = s L_h, \quad Z_1 = s L_{\sigma,1}, \quad Z_2 = s L_{\sigma,2}, \quad Z_{ers} = \frac{s L_h (s^2 C_B^* L_{\sigma,2}^* + 1)}{s^2 C_B^* (L_h + L_{\sigma,2}^*) + 1}. \quad (A.64)$$

Die Übertragungsfunktion  $G_u(s)$  vereinfacht sich damit zu

$$G_u(s) = \frac{L_h \gamma}{s^2 C_B^* (L_{\sigma,1} L_{\sigma,2}^* + L_h L_{\sigma,1} + L_h L_{\sigma,2}^*) + (L_h + L_{\sigma,1})}. \quad (A.65)$$

In Normalform ergibt sich der Ausdruck

$$G_u(s) = \frac{V_u}{s^2 \omega_0^{-2} + 1} = \frac{\gamma \frac{L_h}{L_h + L_{\sigma,1}}}{s^2 C_B^* \frac{L_{\sigma,1} L_{\sigma,2}^* + L_h L_{\sigma,1} + L_h L_{\sigma,2}^*}{L_h + L_{\sigma,1}} + 1}. \quad (A.66)$$

Die Induktivitäten können berechnet werden über die Gleichungen

$$L_{\sigma,1} = N_1^2 R_{m,\sigma 1}^{-1}, \quad (A.67)$$

$$L_{\sigma,2}^* = \gamma^{-2} N_2^2 R_{m,\sigma 2}^{-1} = N_1^2 R_{m,\sigma 2}^{-1}, \quad (A.68)$$

$$L_h = N_1^2 R_{m,\delta}^{-1} \quad \text{für } R_{m,\sigma,i} \gg R_{m,\delta} \gg R_{m,Fe,i}, \quad i = 1, 2. \quad (A.69)$$

**Verstärkung:** Die Verstärkung  $V_u$  des Übertragers kann aus Gleichung (A.66) durch Koeffizientenvergleich bestimmt werden,

$$V_u = \gamma \frac{L_h}{L_h + L_{\sigma,1}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{R_{m,\sigma 1}}{R_{m,\sigma 1} + R_{m,\delta}}. \quad (A.70)$$

Aus Gleichung (A.70) geht hervor, dass für sehr kleine Streufaktoren, also  $R_{m,\sigma 1} \gg R_{m,\delta}$ , die Verstärkung des Übertragers nur vom Wicklungsverhältnis bzw. Übersetzungsverhältnis abhängt. Mit steigendem Streufaktor sinkt die Spannungsverstärkung.

**Eigenfrequenz:** Die Eigenfrequenz, genauer die Eigenkreisfrequenz,  $\omega_0$  kann ebenfalls durch Koeffizientenvergleich aus Gleichung (A.66) bestimmt werden,

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{L_h + L_{\sigma,1}}{C_B^* (L_{\sigma,1} L_{\sigma,2}^* + L_h L_{\sigma,1} + L_h L_{\sigma,2}^*)}}. \quad (\text{A.71})$$

Für eine übersichtlichere Darstellung kann eine resultierende Induktivität  $L_{\text{res}}$  eingeführt werden, sodass gilt

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_B^* L_{\text{res}}}}. \quad (\text{A.72})$$

Die Eigenfrequenz kann erwartungsgemäß über die Aktorkapazität oder die Induktivität des Übertragers beeinflusst werden. Die Aktorkapazität ist nicht veränderbar, wenn Hub, Kraft und Frequenz vorgegeben werden. Es ist daher zielführend zu untersuchen, welche Einflussfaktoren in die Induktivität  $L_{\text{res}}$  eingehen. Mit den Gleichungen (A.67) bis (A.69) folgt

$$\begin{aligned} L_{\text{res}} &= \frac{L_{\sigma,1} L_{\sigma,2}^* + L_h L_{\sigma,1} + L_h L_{\sigma,2}^*}{L_h + L_{\sigma,1}}, \\ &= N_1^2 \frac{R_{m,\delta} + R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}{(R_{m,\sigma 1} + R_{m,\delta}) R_{m,\sigma 2}}. \end{aligned} \quad (\text{A.73})$$

Solange  $R_{m,\delta}$  klein gegenüber den magnetischen Streuwiderständen ist, kann der Ausdruck für  $L_{\text{res}}$  weiter vereinfacht werden zu

$$L_{\text{res}} = N_1^2 \frac{R_{m,\sigma 1} + R_{m,\sigma 2}}{R_{m,\sigma 1} R_{m,\sigma 2}}. \quad (\text{A.74})$$

Aus Gleichung (A.36) geht hervor, dass  $R_{m,\sigma 1}$  berechnet werden kann mittels

$$R_{m,\sigma 1} = \frac{h_{\text{Cu}}}{\mu_0 \pi b_{\text{Cu},1} (r_{i,1} + b_{\text{Cu},1}/3)} = \frac{h_{\text{Cu}}}{\mu_0 \pi b_{\text{Cu},1} (r_{\text{Fe},2} + \delta + b_{\text{Cu},2} + b_{\text{Cu},1}/3)}. \quad (\text{A.75})$$

Ebenso folgt aus Gleichung (A.43) für den magnetischen Widerstand  $R_{m,\sigma 2}$

$$R_{m,\sigma 2} = \frac{h_{\text{Cu}}}{\mu_0 \pi b_{\text{Cu},2} (r_{a,2} - b_{\text{Cu},2}/3)} = \frac{h_{\text{Cu}}}{\mu_0 \pi b_{\text{Cu},2} (r_{\text{Fe},2} + 2 b_{\text{Cu},2}/3)}. \quad (\text{A.76})$$

Die resultierende Induktivität lautet damit

$$L_{\text{res}} = \pi \mu_0 N_1^2 \frac{b_{\text{Cu},1} (r_{\text{Fe},2} + \delta + b_{\text{Cu},2} + b_{\text{Cu},1}/3) + b_{\text{Cu},2} (r_{\text{Fe},2} + 2 b_{\text{Cu},2}/3)}{h_{\text{Cu}}}. \quad (\text{A.77})$$

Aus dieser Gleichung können nun verschiedene Auslegungshinweise abgeleitet werden. Die wesentlichen Einflussfaktoren sind die primäre Windungszahl  $N_1$ , die Spulenfensterhöhe  $h_{\text{Cu}}$  sowie die beiden Spulenfensterbreiten  $b_{\text{Cu},1}$  und  $b_{\text{Cu},2}$ . Die primäre Windungszahl ist im Wesentlichen durch die Leistungsvorgaben vorgegeben. Die Spulenfensterhöhe  $h_{\text{Cu}}$  ist nahezu proportional zur verfügbaren Bauraumhöhe  $h$ , welche in gewissen Grenzen frei vorgegeben werden kann. Da die Spulenfensterfläche in erster Näherung konstant bleibt, bedeutet eine Erhöhung von  $h_{\text{Cu}}$  gleichzeitig eine Reduktion von  $b_{\text{Cu},1}$  und  $b_{\text{Cu},2}$ . Somit würde eine Veränderung der Bauraumhöhe nahezu quadratisch in  $L_{\text{ers}}$  eingehen. Es ergibt sich somit ein annähernd proportionaler Zusammenhang zwischen der Eigenfrequenz und der Bauraumhöhe, also  $\omega_0 \sim h$ .



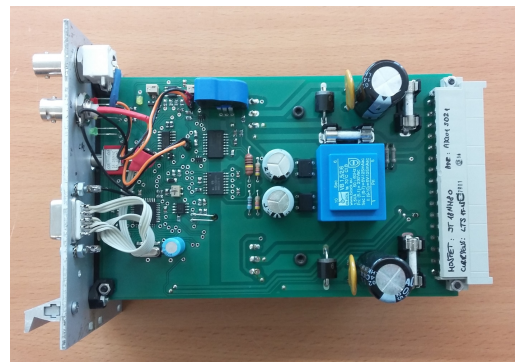
---

### Zusätzliche Informationen zum entwickelten Leistungsstellglied

---



(a) Elektronik mit Anschlusskabel



(b) Leistungsstellglied

Abb. B.1: Foto der Ansteuerelektronik

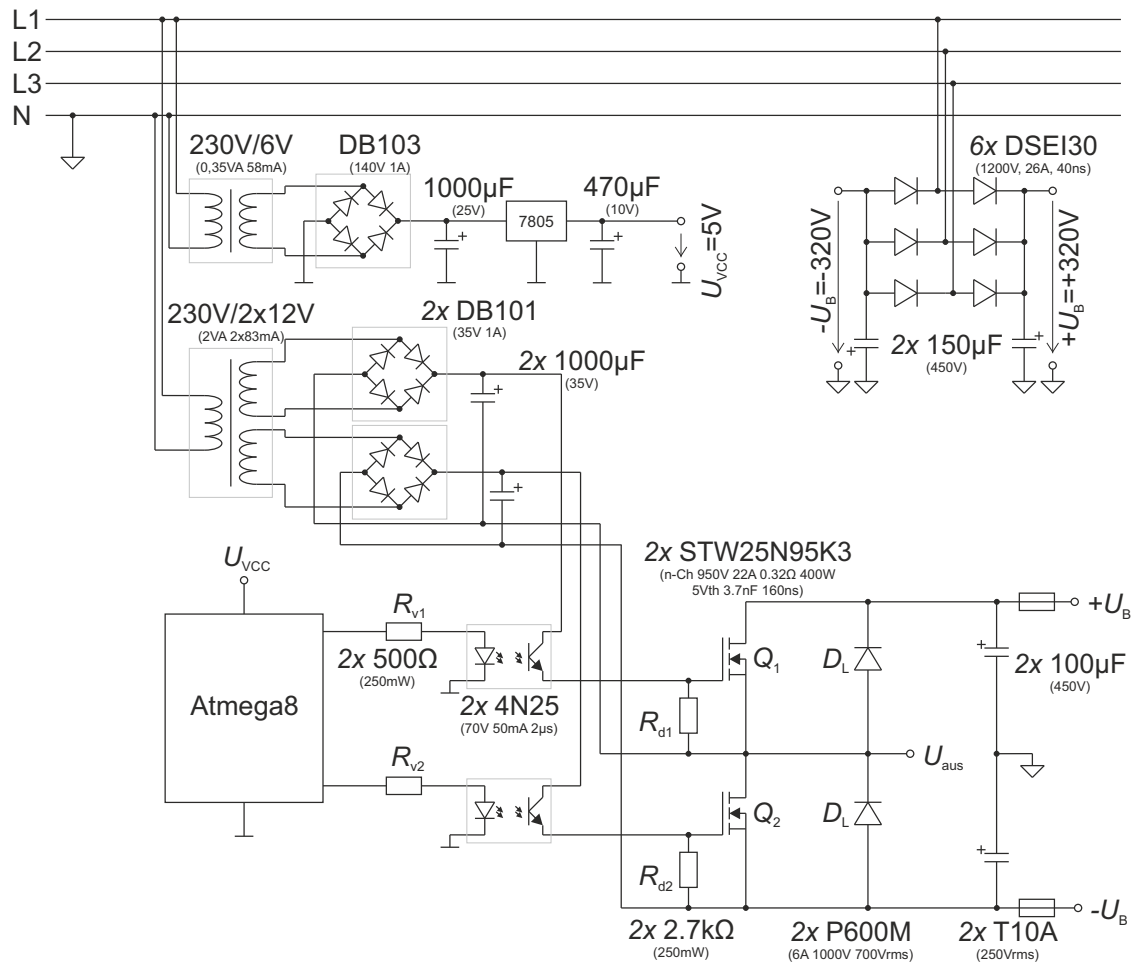


Abb. B.2: Detailschaltplan für den Wechselrichter

---

# Experimentelle Untersuchung des Systems

---

## C.1 Piezoaktor

Die Parameter des Piezoaktors *PICA Power P-035.20P* (Datenblatt siehe Anhang F) sind durch eine Impedanzmessung identifiziert worden. In Tab. C.1 sind die identifizierten Werte aufgelistet, Abb. C.1 zeigt den gemessenen Impedanzgang. Die identifizierten Werte zeigen deutlich, dass die Datenblattwerte nicht mit den gemessenen Werten übereinstimmen. Vor allem die elektromechanische Kopplung ist deutlich geringer als angegeben. Infolgedessen ist auch der Unterschied der Blockierkapazitäten sehr groß.

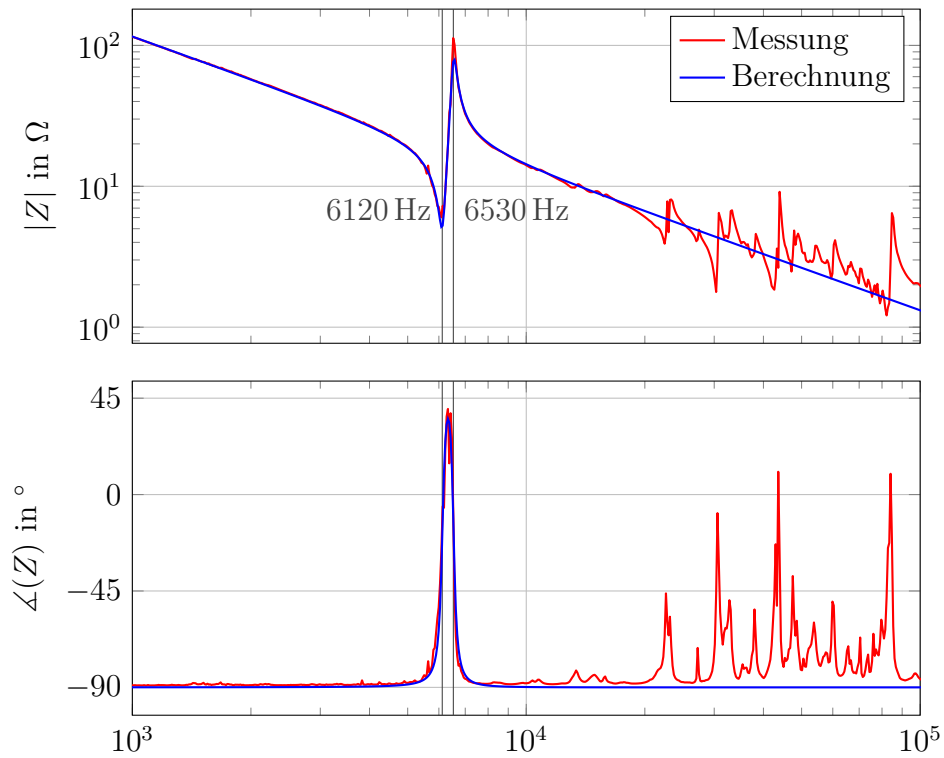


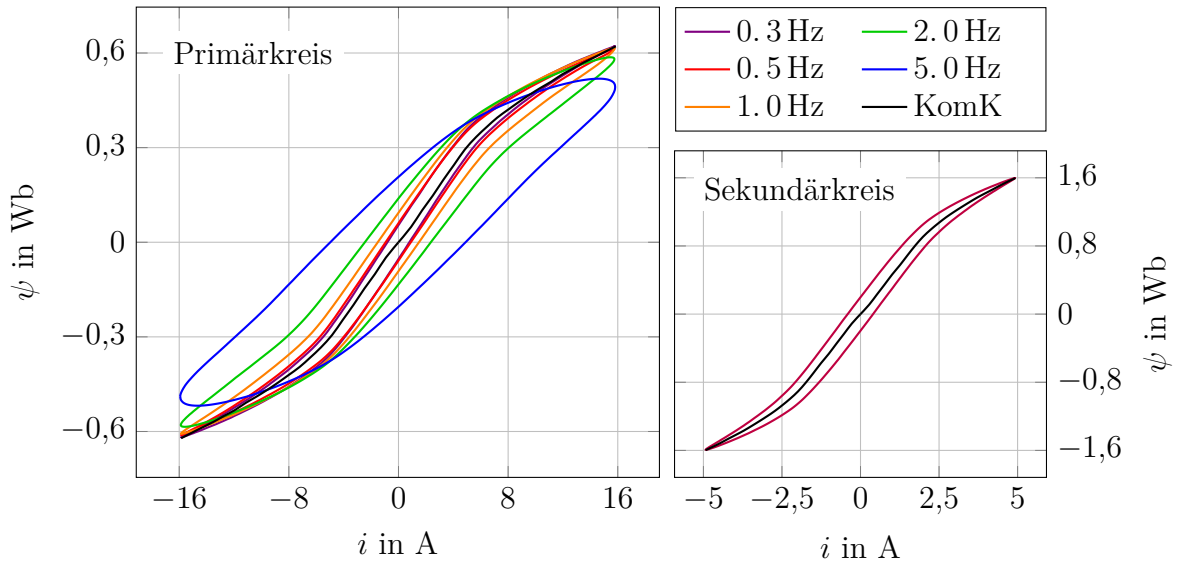
Abb. C.1: Frequenzgang der Impedanz des eingebauten Piezoaktors

Tab. C.1: Parameteridentifikation des Piezoaktors

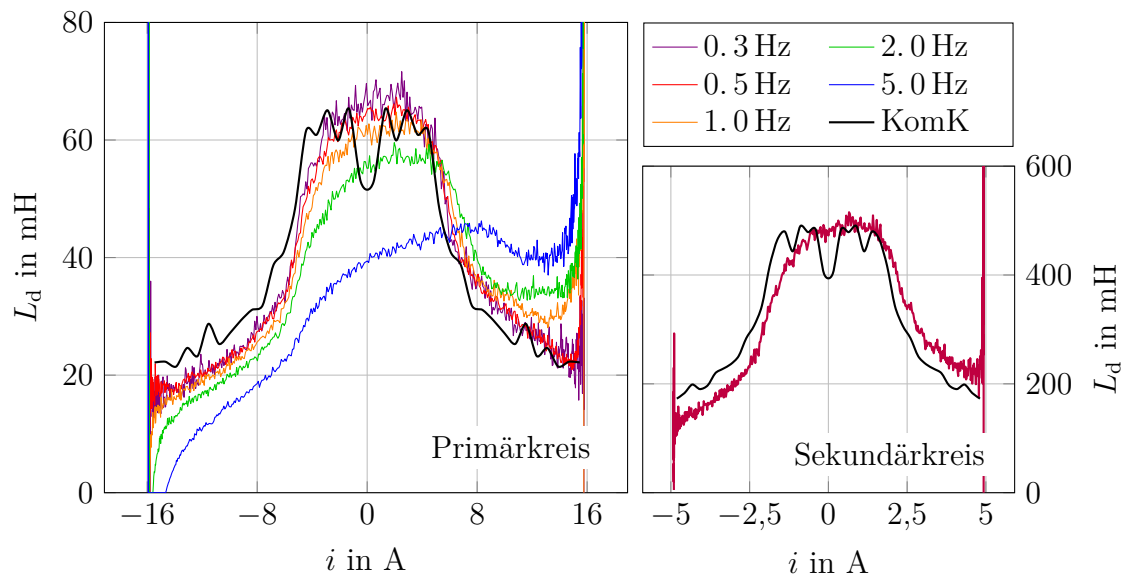
Parameter	Identifizierter Wert	Wert lt. Datenblatt
$C_L$	1.50 $\mu\text{F}$	1.20 $\mu\text{F}$
$C_B$	1.21 $\mu\text{F}$	0.51 $\mu\text{F}$
$\alpha$	14.95 N/V	23.00 N/V
$c_P$	767 N/ $\mu\text{m}$	767 N/ $\mu\text{m}$
$c_L$	594 N/ $\mu\text{m}$	
$d_{\text{ges}}$	1200 N s/m	
$m_P$	0.085 kg	
$m_L$	0.832 kg	

## C.2 Berührungslose Energieübertragung

### Messung der $\psi$ - $i$ -Kennlinie



(a) Ermittelte  $\psi$ - $i$ -Kennlinien für verschiedene Erregungsfrequenzen und Kommutierungskurve (KomK) gemessen bei einer Frequenz von 0.3 Hz



(b) Primär- und sekundärseitige differentielle Induktivität ermittelt aus den gemessenen  $\psi$ - $i$ -Kennlinien und der Kommutierungskurve (KomK)

Abb. C.2: Ergebnisse der Messung der  $\psi$ - $i$ -Kennlinien von Primär- und Sekundärkreis des berührungslosen Energieübertragungssystems im Leerlauf

Aus der Messung der  $\psi$ - $i$ -Kennlinie, siehe Abb. C.2, wird deutlich, dass bereits für relativ kleine Flüsse manche Teile des Eisenkreises in Sättigung geraten. Außerdem wird deutlich, dass trotz Blechung und Schlitzung der Transformatorbleche Wirbelströme bereits ab einer Frequenz von etwa 5 Hz eine bedeutende Rolle spielen.

**Impedanzgangmessung** Zur Charakterisierung der Primär- und Sekundärseite des Energieübertragers wurde jeweils der Impedanzgang aufgenommen. Dabei wurde die zu untersuchende Spule mit einer harmonischen Spannung angeregt, während die jeweils andere Spule im Leerlauf betrieben wurde. Das Ergebnis ist in Abb. C.3 dargestellt.

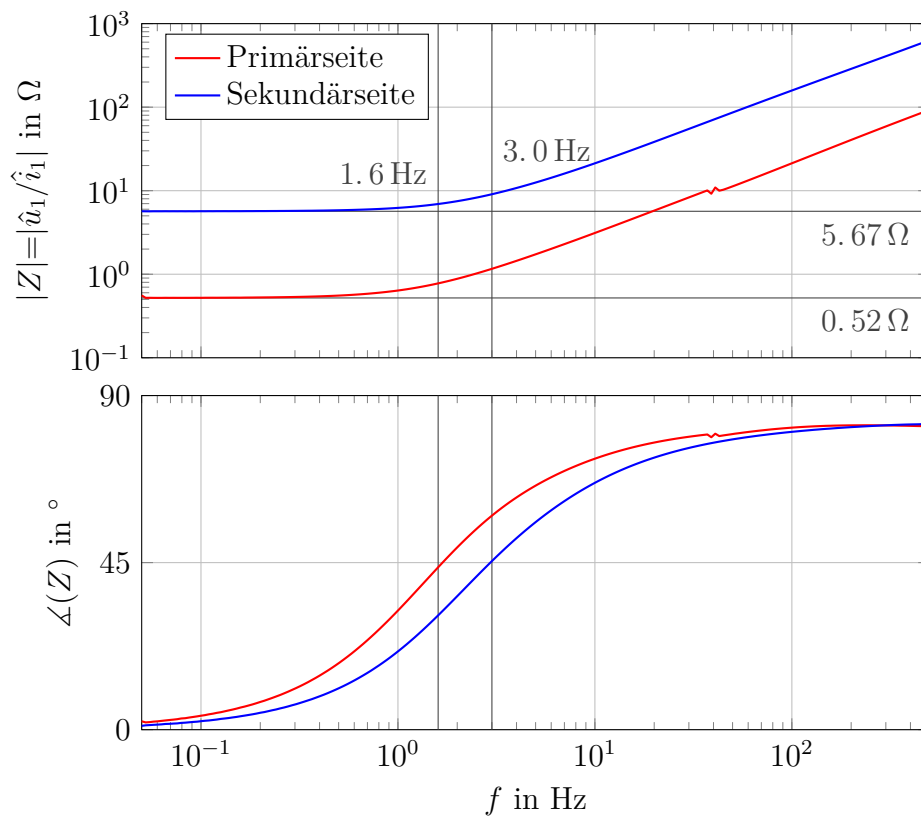


Abb. C.3: Frequenzgang der Primär- und Sekundärimpedanz des berührungslosen Energieübertragungssystems im Leerlauf

**Frequenzgang des Übersetzungsverhältnisses** Das Übersetzungsverhältnis ist frequenzabhängig. Aus diesem Grund wurde auch für diesen Kennwert ein Frequenzgang gemessen. Das Ergebnis ist in Abb. C.4 dargestellt.

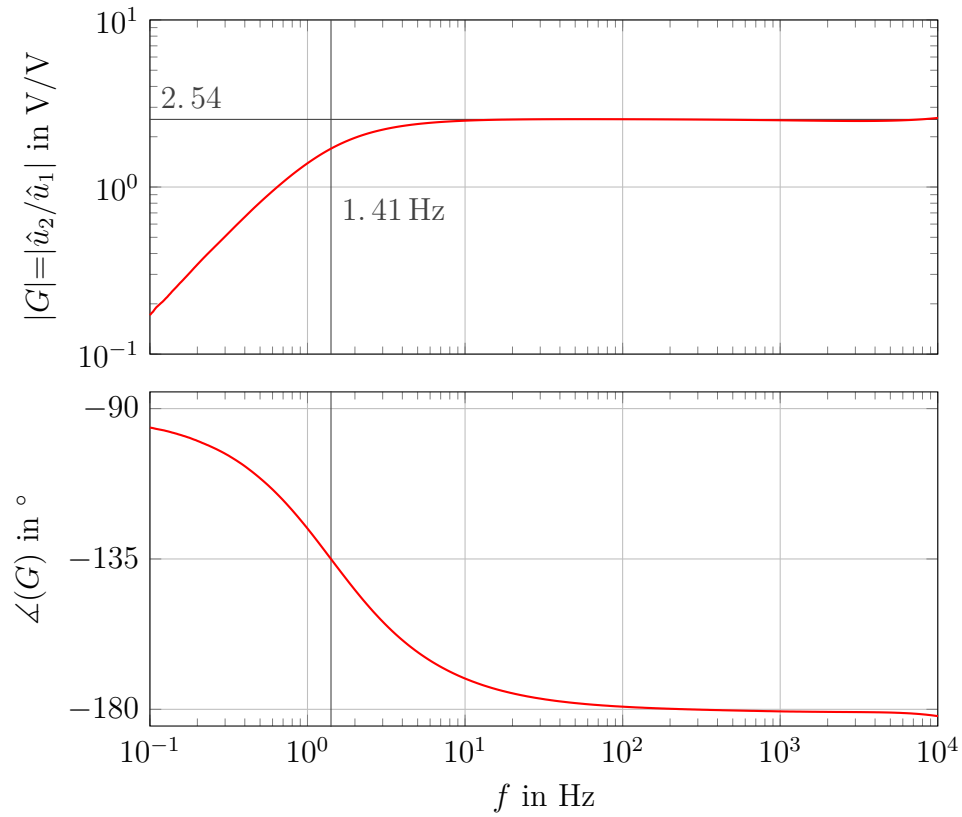


Abb. C.4: Gemessener Frequenzgang des Übersetzungsverhältnisses des Energieübertragers im sekundärseitigen Leerlauf





## Alternative Aktorprinzipien

Für die in Kapitel 2.1 genannten Aktorprinzipien sind hier in Tab. D.1 die Materialeigenschaften aufgeführt, speziell die Blockierspannung  $T_B$ , die der maximal durch elektrische Anregung erreichbaren mechanischen Spannung entspricht, und die Leerlaufdehnung  $\varepsilon_L$ , d. h. die maximale Dehnung infolge elektrischer Anregung. Die in Tabelle D.1 angegebenen Zahlenwerte bilden gleichzeitig die Basis für Abb. 2.4, in der ein einfaches lineares Federverhalten des Materials angenommen wurde, siehe Abb. D.1,

$$T(\varepsilon) = T_B - \frac{T_B}{\varepsilon_L} \varepsilon. \quad (\text{D.1})$$

In doppeltlogarithmischer Darstellung folgen daraus die Graphen in Abb. 2.4.

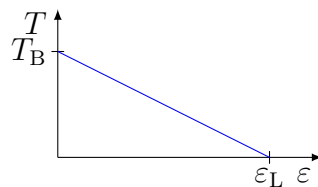


Abb. D.1

Wandlertyp	$T_B$ in $\text{N mm}^{-2}$	$\varepsilon_L$ in ‰	$w_{\max} = T_B \varepsilon_L / 2$ in $\text{kJ m}^{-3}$
Piezoelektrische Materialien <sup>1</sup>	52	1.2	31
Piezoelektrische Wandler, Stapel <sup>2</sup>	30	1.1	17
Piezoelektr. Wandler, Multilayer <sup>3</sup>	38	0.9	17
Magnetische Formgedächtnisleg. <sup>4</sup>	3.5	60	105
Magnetostriktive Wandler <sup>6</sup>	50	1.0	25
Elektrostriktive Materialien <sup>7</sup>	130	1.3	84
Dielektr. elektroaktive Polymere <sup>8</sup>	1.0	200	100

<sup>1</sup> aus [PI 15c], gilt für Material PIC151 von PICeramics GmbH im Kleinsignalbetrieb

$$T_B = d_{33}/s_{33} E_{\max}, \varepsilon_L = d_{33} E_{\max}$$

<sup>2</sup> aus [PI 15a], gilt für Material PIC255 von PICeramics GmbH im Großsignalbetrieb

$$T_B = F_B/A_p, \varepsilon_L = x_L/h_p$$

<sup>3</sup> aus [PI 15b], gilt für Material PIC252 von PICeramics GmbH im Großsignalbetrieb

$$T_B = F_B/A_p, \varepsilon_L = x_L/h_p$$

<sup>4</sup> aus [ETO15], gilt für NiMnGa von ETO

<sup>6</sup> aus [TdV18], gilt f. Material Terfenol-D von TdVib LLC

$$T_B = E \varepsilon_L$$

<sup>7</sup> aus [TRS15], gilt f. PMN-15 (Blei-Magnesium-Niobat) von TRS Technologies Inc.

$$T_B = E \varepsilon_L$$

<sup>8</sup> aus [TU 15], gilt für eigenhergestellte Materialien

$$T_B = w_{\max}/\varepsilon_L$$

Tab. D.1: Vergleich der Materialeigenschaften

---

# Regelung der Sekundärspannungsamplitude

---

Der verwendete piezoelektrische Aktor kann nach Herstellerangaben in einem Spannungsbereich von  $-250\text{ V}$  bis  $1000\text{ V}$  betrieben werden. Wenn ein symmetrischer bipolarer Betrieb erforderlich ist, reduziert sich der Aussteuerungsbereich auf  $-250\text{ V}$  bis  $250\text{ V}$ . Im Betrieb des Systems gibt es keine Möglichkeit die Spannung über dem piezoelektrischen Aktor, welche der Sekundärspannung des Energieübertragers entspricht, zu messen. Eine direkte Überwachung des Aktors ist somit nicht möglich. In den praktischen Versuchen wurde daher ein Ansatz gewählt, der die primärseitig induzierte Spannung infolge des sekundärseitigen Stromflusses nutzt, um die Sekundärspannungsamplitude zu regeln. Während der Einschalt- und der Freilaufphase ist die Spannung primärseitig vom elektrischen Leistungsstellglied vorgegeben. Hier gibt es keine Möglichkeit der Sekundärspannungsmessung. Während der Aussetzphase jedoch fließt primärseitig kein Strom. Das bietet die Möglichkeit die Rückwirkung des Sekundärkreises auf den Primärkreis zu messen, siehe Abb. E.1. Theoretisch kann die Beziehung zwischen Primär- und Sekundärspannung einfach aus dem Übersetzungsverhältnis des Transformators berechnet werden. Alternativ kann eine Identifikation durchgeführt werden, bei der beide Spannungen gleichzeitig gemessen werden.

Die Regelung ist von sehr geringer Komplexität. Ist der Messwert kleiner als ein bestimmtes Toleranzband um den Erwartungswert  $u_{2,k}^* \pm u_{2,\text{tol}}$ , wird für die nächste Ansteuerperiode die Einschaltzeit  $t_{\text{E},k+1}$  um eine feste, vordefinierte Zeitdauer  $\Delta t_{\text{E}}$  verlängert. Ist der Messwert größer, wird die nachfolgende Einschaltzeit um den selben Wert verringert. Befindet sich der Messwert innerhalb des Toleranzbandes wird keine Veränderung vorgenommen.

$$t_{\text{E},k+1} = t_{\text{E},k} + \begin{cases} \Delta t_{\text{E}}, & u_{2,k} < u_{2,k}^* - u_{2,\text{tol}} \\ -\Delta t_{\text{E}}, & u_{2,k} > u_{2,k}^* + u_{2,\text{tol}} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (\text{E.1})$$

Dieses einfache Konzept sorgt dafür, dass die Einschaltzeit immer rampenförmig steigt und fällt und somit keine schnellen Änderungen im System auftreten. Ein Überspringen der Sekundärspannung ist durch die kleine Zeitdauer, die zur Anpassung gewählt wurde, im Prinzip ausgeschlossen. Nachteilig ist anzumerken, dass das System aus diesem Grund nur langsam auf Änderungen reagieren kann. In den Versuchen ist dieser Umstand jedoch nicht negativ aufgefallen.

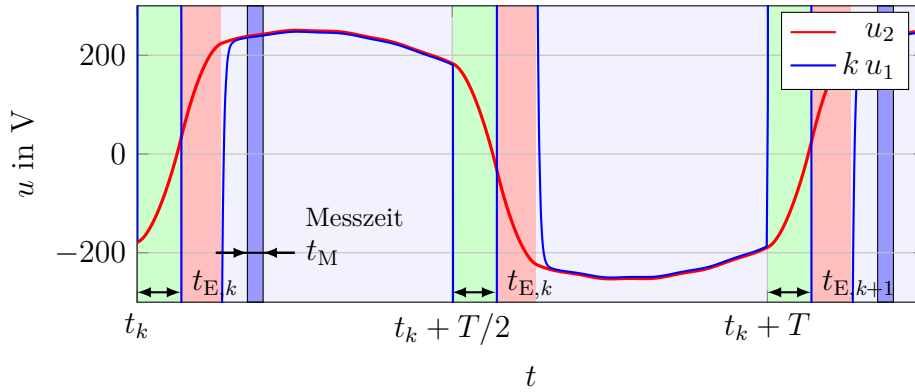


Abb. E.1: Veranschaulichung der Messung der Sekundärspannung

## ANHANG **F**

---

### Datenblatt des Piezoaktors

---

Für den Experimentalaufbau wurde der Aktor mit der Produktbezeichnung *PICA Power P-035.20P* der Firma *Physik Instrumente (PI) GmbH & Co. KG* verwendet. Das zugehörige Datenblatt ist im Folgenden zu finden.

## PICA Power Piezoaktoren

FÜR HOCHDYNAMISCHE ANWENDUNGEN



### P-010.xxP – P-056.xxP

- + Betriebstemperatur bis zu 150 °C
- + Hohe Ansteuerfrequenzen
- + Hohe Belastbarkeit
- + Krafterzeugung bis 70 kN

### Piezolinearaktor in gestapelter Bauweise

Betriebsspannung 0 bis 1000 V. Lange Lebensdauer ohne Leistungseinbußen. Große Auslenkung bei kleiner elektrischer Kapazität. Sub- nm- Auflösung,  $\mu$ s- Ansprechzeit. Integrierter Temperatursensor zum Schutz vor Überhitzung. Sehr zuverlässig:  $>10^9$  Zyklen

### Mögliche Modifikationen

- Bipolare Ansteuerung
- DMS- Sensoren für Positionsstabilität
- Piezokeramikmaterial
- Spannungsbereich, Auslenkung, Lagendicke
- Belastbarkeit, Krafterzeugung
- Geometrie: rechteckig, Innenbohrung
- Endstücke: flach, Metall, Keramik, Glas, Saphir etc.
- Integrierte piezoelektrische Kraftdetektorscheiben
- Betriebstemperatur bis 200 °C
- UHV- kompatibel bis  $10^{-9}$  hPa
- Unmagnetische Ausführungen
- Verringerte Längentoleranzen

### Einsatzgebiete

Industrie und Forschung. Für aktive Schwingungsdämpfung, Präzisionsmechanik und - fertigung, aktive Strukturen (Adaptronik)

### Spezifikationen

	Stellweg	Durchmesser OD	Länge L	Blockierkraft	Steifigkeit	Elektrische Kapazität	Resonanzfrequenz
	$\mu$ m	mm	mm	N	N/ $\mu$ m	nF	kHz
P-010.00P	5	10	9	1200	240	17	129
P-010.10P	15	10	18	1800	120	46	64
P-010.20P	30	10	31	2100	68	90	37
P-010.40P	60	10	58	2200	37	180	20
P-010.80P	120	10	111	2300	19	370	10

P-016.10P	15	16	18	4500	300	130	64
P-016.20P	30	16	31	5400	180	250	37
P-016.40P	60	16	58	5600	94	510	20
P-016.80P	120	16	111	5900	49	1000	10
P-016.90P	180	16	163	6000	33	1600	7
P-025.10P	15	25	20	9900	660	320	58
P-025.20P	30	25	33	12000	400	630	35
P-025.40P	60	25	60	13000	220	1300	19
P-025.80P	120	25	113	14000	120	2600	10
P-025.90P	180	25	165	14000	80	4000	7
P-035.10P	15	35	21	18000	1200	530	55
P-035.20P	30	35	34	23000	760	1200	34
P-035.40P	60	35	61	26000	430	2500	19
P-035.80P	120	35	114	28000	230	5200	10
P-035.90P	180	35	166	29000	160	7800	7
P-045.20P	30	45	36	36000	1200	2100	32
P-045.40P	60	45	63	41000	680	4300	18
P-045.80P	120	45	116	44000	370	8800	10
P-045.90P	180	45	169	45000	250	13000	7
P-056.20P	30	56	36	54000	1800	3300	32
P-056.40P	60	56	63	66000	1100	6700	18
P-056.80P	120	56	116	68000	570	14000	10
P-056.90P	180	56	169	70000	390	21000	7

Stellweg: bei 0 bis 1000 V, Toleranz -10 / 20 %.

Länge L: Toleranz  $\pm 0,5$  mm.

Blockierkraft: bei 0 bis 1000 V.

Elektrische Kapazität: gemessen bei 1 V<sub>pp</sub>, 1 kHz, RT, Toleranz  $\pm 20$  %.

Resonanzfrequenz: gemessen bei 1 V<sub>pp</sub>, unbelastet, beidseitig frei. Bei einseitiger Einspannung halbiert sich der Wert.

Piezokeramik: PIC255.

Standardanschlüsse: FEP- isolierte Anschlusslitzen, 100 mm, AWG 24, Ø 1,15 mm.

Betriebsspannungsbereich: 0 bis 1000 V.

Betriebstemperaturbereich: -20 bis 150 °C.

Standardkopfstücke: Stahlscheiben, je nach Modell 0,5 bis 2 mm dick.

Mantelfläche: transparenter FEP- Schrumpfschlauch.

Empfohlene Vorspannung für den dynamischen Betrieb: 15 MPa.

Maximale Vorspannung für konstante Kraftausübung: 30 MPa.

Temperatursensor: PT 1000.

Sonderausführungen und andere Spezifikationen auf Anfrage.

## Bestellinformation

### P-010.00P

PICA Power Piezoaktor, 5 µm Stellweg, OD 10 mm × L 9 mm

### P-010.10P

PICA Power Piezoaktor, 15 µm Stellweg, OD 10 mm × L 18 mm

### P-010.20P

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 10 mm × L 31 mm

### P-010.40P

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 10 mm × L 58 mm

### P-010.80P

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 10 mm × L 111 mm

### P-016.10P

PICA Power Piezoaktor, 15 µm Stellweg, OD 16 mm × L 18 mm

### P-016.20P

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 16 mm × L 31 mm

### P-016.40P

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 16 mm × L 58 mm

### P-016.80P

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 16 mm × L 111 mm

### P-016.90P

PICA Power Piezoaktor, 180 µm Stellweg, OD 16 mm × L 163 mm

### P-025.10P

PICA Power Piezoaktor, 15 µm Stellweg, OD 25 mm × L 20 mm

### P-025.20P

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 25 mm × L 33 mm

### P-025.40P

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 25 mm × L 60 mm

### P-025.80P

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 25 mm × L 113 mm

### P-025.90P

PICA Power Piezoaktor, 180 µm Stellweg, OD 25 mm × L 165 mm

## **P-035.10P**

PICA Power Piezoaktor, 15 µm Stellweg, OD 35 mm × L 21 mm

## **P-035.20P**

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 35 mm × L 34 mm

## **P-035.40P**

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 35 mm × L 61 mm

## **P-035.80P**

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 35 mm × L 114 mm

## **P-035.90P**

PICA Power Piezoaktor, 180 µm Stellweg, OD 35 mm × L 166 mm

## **P-045.20P**

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 45 mm × L 36 mm

## **P-045.40P**

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 45 mm × L 63 mm

## **P-045.80P**

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 45 mm × L 116 mm

## **P-045.90P**

PICA Power Piezoaktor, 180 µm Stellweg, OD 45 mm × L 169 mm

## **P-056.20P**

PICA Power Piezoaktor, 30 µm Stellweg, OD 56 mm × L 36 mm

## **P-056.40P**

PICA Power Piezoaktor, 60 µm Stellweg, OD 56 mm × L 63 mm

## **P-056.80P**

PICA Power Piezoaktor, 120 µm Stellweg, OD 56 mm × L 116 mm

## **P-056.90P**

PICA Power Piezoaktor, 180 µm Stellweg, OD 56 mm × L 169 mm

Sonderausführungen und andere Spezifikationen auf Anfrage.

## **Controller / Treiber / Verstärker**

[E-481 PICA- Höchstleistungs- Piezoverstärker / Servocontroller](#)

[E-482 PICA Hochleistungs- Piezoverstärker / Servocontroller](#)

[E-470 • E-472 • E-421 PICA Controller](#)

[E-464 PICA Piezoverstärker](#)

[E-508 PICA- Piezoverstärkermodule](#)

[E-462 PICA Piezoverstärker](#)

## **Verwandte Produkte**

[P-007 – P-056 PICA Stack Piezoaktoren](#)

[P-010.xxH – P-025.xxH PICA Thru Ringaktoren](#)

[P-212 PICA Power Piezoaktor](#)

[P-225 PICA Power Piezoaktoren](#)

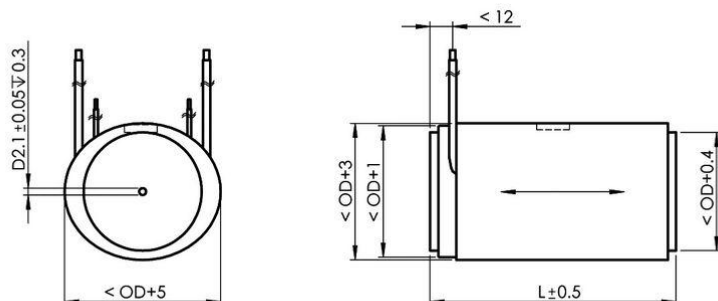
## **Technologie**

[Herstellung von Piezoelementen in Presstechnologie | Für Piezoaktoren in gestapelter Bauweise wird Piezokeramikpulver zu Formkörpern gepresst und anschließend zu Piezostapeln weiterverarbeitet.](#)

[Weiterlesen ...](#)



## Zeichnungen / Bilder



PICA Power,  
Abmessungen in mm.  
L, OD siehe  
Datentabelle



Examples of  
longitudinal stack  
actuators are the  
multilayer piezo  
actuators PICMA®  
Stack, Encapsulated  
PICMA®, PICMA®  
Chip, as well as the  
stack  
actuators PICA Stack,  
PICA Power, PICA  
Thru that are glued  
together from  
individual plates, and  
the crystalline  
Picoactuator®



---

# Erklärung

---

Ich versichere, dass ich die vorliegende Arbeit ohne unzulässige Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Die aus anderen Quellen direkt oder indirekt übernommenen Daten und Konzepte sind unter Angabe der Quelle gekennzeichnet.

Bei der Auswahl und Auswertung folgenden Materials haben mir die nachstehend aufgeführten Personen in der jeweils beschriebenen Weise unentgeltlich geholfen:

- Herr Tobias Kellerer hat die Messungen durchgeführt, deren Ergebnisse in Abb. C.2 dargestellt sind.
- Herr Richard Fink hat im Rahmen seiner Masterarbeit Vorarbeiten zum Entwurf eines berührungslosen Energieübertragers durchgeführt.
- Herr Thomas Sattel hat an den Veröffentlichungen [SKS16] und [SS18] mitgearbeitet, deren Inhalte zum Teil in den Kapiteln 2.3 und 4 verwendet wurden.

Weitere Personen waren an der inhaltlich-materiellen Erstellung der vorliegenden Arbeit nicht beteiligt. Insbesondere habe ich hierfür nicht die entgeltliche Hilfe von Vermittlungs- bzw. Beratungsdiensten (Promotionsberater oder anderer Personen) in Anspruch genommen. Niemand hat von mir unmittelbar oder mittelbar geldwerte Leistungen für

Arbeiten erhalten, die im Zusammenhang mit dem Inhalt der vorgelegten Dissertation stehen.

Die Arbeit wurde bisher weder im In- noch im Ausland in gleicher oder ähnlicher Form einer Prüfungsbehörde vorgelegt.

Ich bin darauf hingewiesen worden, dass die Unrichtigkeit der vorstehenden Erklärung als Täuschungsversuch bewertet wird und gemäß §7 Abs. 10 der Promotionsordnung den Abbruch des Promotionsverfahrens zur Folge hat.

Ilmenau, den 21.01.2019